



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Lisandro Manuel De la Torre Rodriguez

**CONTRIBUCIONES AL PROYECTO DE
TAGS CHIPLESS DE RFID**

**CONTRIBUIÇÕES AO PROJETO DE *TAGS*
CHIPLESS DE RFID**

Campinas

2017



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Lisandro Manuel De la Torre Rodriguez

**CONTRIBUCIONES AL PROYECTO DE TAGS
CHIPLESS DE RFID**

**CONTRIBUIÇÕES AO PROJETO DE TAGS CHIPLESS
DE RFID**

Disertación presentada a la Facultad de Ingeniería Eléctrica y Computación de la Universidad de Campinas como parte de los requisitos exigidos para obtener el título de Doctor en Ingeniería Eléctrica, en el área de Telecomunicaciones y Telemática.

Dissertação apresentada à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas como parte dos requisitos exigidos para a obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica, na Área de Telecomunicações e Telemática.

Orientador: Prof. Dr. Yuzo Iano

Co-orientador Prof. Dr. Leonardo Lorenzo Bravo Roger

Este exemplar corresponde à versão final da tese defendida pelo aluno Lisandro Manuel De la Torre Rodriguez, e orientada pelo Prof. Dr. Yuzo Iano

Campinas

2017

Agência(s) de fomento e nº(s) de processo(s): CAPES, 15267121

ORCID: <http://orcid.org/0000-0002-7567-0952>

Ficha catalográfica
Universidade Estadual de Campinas
Biblioteca da Área de Engenharia e Arquitetura
Rose Meire da Silva - CRB 8/5974

D37c De la Torre Rodriguez, Lisandro Manuel, 1980-
Contribuciones al proyecto de *tags chipless* de RFID / Lisandro Manuel De la Torre Rodriguez. – Campinas, SP : [s.n.], 2017.

Orientador: Yuzo Iano.

Coorientador: Leonardo Lorenzo Bravo Roger.

Tese (doutorado) – Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.

1. RFID. 2. Etiqueta chipless de RFID. 3. Ressonadores. I. Iano, Yuzo, 1950-. II. Bravo Roger, Leonardo Lorenzo, 1962-. III. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. IV. Título.

Informações para Biblioteca Digital

Título em outro idioma: Contributions to chipless RFID tag design

Palavras-chave em inglês:

RFID

RFID tags chipless

Ressonators

Área de concentração: Telecomunicações e Telemática

Titulação: Doutor em Engenharia Elétrica

Banca examinadora:

Yuzo Iano [Orientador]

Evaldo Gonçalves Pelaes

Vicente Idalberto Becerra Sablón

Carlos Eduardo Câmara

Silvio Renato Messias de Carvalho

Data de defesa: 21-02-2017

Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

COMISSÃO JULGADORA

TESE DE DOUTORADO

Candidato: Lisandro Manuel De la Torre Rodriguez, RA:143690

Data da defesa: 21 de fevereiro de 2017

Título da tese: Contribuciones al proyecto de *tags chipless* de RFID

Contribuições ao projeto de *tags chipless* de RFID

Prof. Dr. Yuzo Iano (Presidente, FEEC/UNICAMP)

Prof. Dr. Evaldo Gonçalves Pelaes (Universidade Federal do Pará)

Prof. Dr. Vicente Idalberto Becerra Sablón (USF)

Prof. Dr. Carlos Eduardo Câmara (Centro Universitário Padre Anchieta)

Dr. Silvio Renato Messias de Carvalho (FEEC/UNICAMP)

A ata de defesa, com as respectivas assinaturas dos membros da Comissão Julgadora, encontra-se no processo de vida acadêmica do aluno.

*A mi familia: mis hijos Alicia, Kevin y Emily,
mi esposa, mi madre, mi padre, mi hermano, mi tía y mis suegros
porque ellos son la causa de todos mis sueños
y al mismo tiempo los que permiten que los alcance.*

Agradecimientos

Agradezco eternamente a mi familia, por su constante apoyo e incentivo;

Al Prof. Yuzo Iano por acogerme como su orientado y siempre indicarme el mejor camino;

Muy especialmente a mi AMIGO y co-orientador el Prof. Leonardo Lorenzo Bravo Roger por su soporte constante en el trabajo y en lo personal, sin él, nada hubiera sido posible;

Al resto de las personas con las que tuve la gran oportunidad de trabajar y compartir, por siempre transmitirme alguna enseñanza positiva, el Prof. Hugo Enrique Hernández Figueroa, el Dr. Luciano Prado, y el resto del equipo del Lemac III y la BRADAR;

Igual y especialmente al Prof. Jordi Romeu de la Universidad Politécnica de Cataluña, en Barcelona, España y al Prof. Miguel Angel Sanchez Soriano de la Universidad de Alicante, en Alicante, España;

Y por último, agradezco a la *Coordenadoria de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior* (CAPES) por su apoyo financiero (proceso 15267121).

*"El conocimiento es la virtud
y sólo si se sabe se puede divisar el bien"*
(Sócrates)

Resumo

Este trabalho apresenta o desenvolvimento de um novo ressonador de tipo *loop* para *Frequency Selective Surface (FSS)* com a intenção de usá-lo em *tags chipless* de *Radio-frequency Identification (RFID)*. O ressonador é concebido usando um fractal de Koch invertido de primeira ordem, com a característica geométrica de poder variar o ângulo principal do fractal mantendo o comprimento total do perímetro, o que permite manter o comprimento elétrico do ressonador e, em consequência, manter a frequência de ressonância do modelo quase constante. Este comportamento permite níveis apreciáveis de miniaturização do ressonador proposto em comparação ao ressonador quadrado de tipo *loop*, o qual se torna um caso especial da nossa proposta. O ressonador proposto foi projetado sobre uma superfície *High Impedance Surface (HIS)* o que permite seu uso em aplicações de *tags chipless* de *RFID*. Foram projetados e simulados vários modelos de ressonadores e multiressonadores (vários ressonadores aninhados) em arranjos de 1x1, 3x1, 3x3, 3x2 mostrando seu potencial para aplicações de *RFID chipless*. Todos os modelos foram construídos e medidos na banda de 7 a 10 *GHz* em uma guia de onda *W112* mostrando grandes níveis de similitude entre as respostas simuladas e medidas. Também foram realizados estudos de multifísica para mostrar a importância e capacidade de este tipo de estudo na aceleração do processo de desenvolvimento de sensores *tags chipless*, dadas as possibilidades que da este tipo de estudo para projetar dispositivos nos que suas respostas possa se correlacionar com as variáveis de interesse a sensor.

Palavras chaves: *FSS*, ressonadores, ressonadores fractais, miniaturização de *FSS*, *tags chipless*, *RFID*, estudos de multifísica, multifísica.

Abstract

This work presents the development of a new loop type resonator for FSS with the intention of being used in RFID tags chipless. The resonator is projected using a first order inverted Koch fractal, with the geometrical particularity of being able to vary the main angle of the fractal maintaining the total length of the perimeter, which allows to maintain the electrical length of the resonator and consequently to maintain almost constant the resonance frequency of the model. This behavior allows obtaining significant levels of miniaturization of the proposed resonator with respect to the square loop type resonator, which also becomes a particular case of our proposal. The resonator was projected on a HIS surface allowing it to be used in applications of RFID tags chipless. Several models of individual resonators and also multiresonators (several nested resonators) were projected and simulated in 1×1 , 3×1 , 3×3 , and 3×2 arrays showing their potential for chipless RFID applications. All models were also constructed and measured in the 7 to 10 GHz band in a waveguide W112 showing large levels of similarity between the simulated responses and the measurements. We also carried out mutiphysical studies to demonstrate the importance and capacity of this type of studies in the acceleration of projects of sensors of tags chipless, given the possibilities that they offer to project devices in which their answers can be correlated with variables of interest to sensing.

Keywords: *FSS, resonators, fractal resonators, FSS miniaturization, tags chipless, RFID, multiphysics studies, multiphysics.*

Resumen

Este trabajo presenta el desarrollo de un nuevo resonador de tipo *loop* para *FSS* con la intención de ser usado en *tags chipless* de *RFID*. El resonador es proyectado utilizando un fractal de Koch invertido de primer orden, con la particularidad geométrica de poder variar el ángulo principal del fractal manteniendo la longitud total del perímetro, lo cual permite mantener la longitud eléctrica del resonador y consecuentemente mantener casi constante la frecuencia de resonancia del modelo. Este comportamiento permite obtener niveles apreciables de miniaturización del resonador propuesto respecto al resonador tipo *loop* cuadrado, el cual además se vuelve un caso particular de nuestra propuesta. El resonador fue proyectado sobre una superficie *H* lo que permite utilizarlo en aplicaciones de *tags chipless* de *RFID*. Fueron proyectados y simulados varios modelos de resonadores individuales y también multiresonadores (varios resonadores anidados) en arreglos de 1x1, 3x1, 3x3, y 3x2 mostrando su potencialidad para aplicaciones de *RFID chipless*. Todos los modelos fueron también contruidos y medidos en la banda de 7 a 10 *GHz* en una guía de onda *W112* mostrándose grandes niveles de similitud entre las respuestas simuladas y las medidas. Fueron realizados también estudios multifísicos para demostrar la importancia y capacidad de este tipo de estudios en la aceleración de proyectos de sensores de *tags chipless*, dadas las posibilidades que brindan para proyectar dispositivos en los que sus respuestas se puedan correlacionar con variables de interés a sensar.

Palabras claves: *FSS*, resonadores, resonadores fractales, miniaturización de *FSS*, *tags chipless*, *RFID*, estudios multifísicos, multifísica.

Lista de figuras

Figura 1 – Parte de las aplicaciones en las que son utilizados los sistemas de <i>RFID</i> en la actualidad. Figura basada en datos tomados de (AMPLIO, 2015).	19
Figura 2 – Algunos de los diferentes sistemas de auto identificación existentes en la actualidad y sus características principales. Figura basada en datos tomados de (RIDA <i>et al.</i> , 2010).	22
Figura 3 – Estructura general de un sistema de <i>RFID</i> genérico. Figura basada en datos tomados de (SICAMEX, 2015).	22
Figura 4 – Clasificación de los tipos de <i>tags chipless</i> de <i>RFID</i> existentes. Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2011).	24
Figura 5 – Bloques funcionales del abordaje propuesto en (PRERADOVIC <i>et al.</i> , 2009). Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC <i>et al.</i> , 2009).	26
Figura 6 – Configuración del <i>tag</i> propuesto en (PRERADOVIC <i>et al.</i> , 2009). Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC <i>et al.</i> , 2009).	26
Figura 7 – Diagrama funcional del <i>tag</i> propuesto con una sola antena. Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2010a).	27
Figura 8 – Geometrías clásicas usadas para las estructuras <i>FSS</i> . Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).	28
Figura 9 – Concepción básica de los sensores de <i>tags chipless</i> . Figura basada en datos tomados de (AMIN <i>et al.</i> , 2014).	31
Figura 10 – Ejemplo de estructura periódica en dos dimensiones.	37
Figura 11 – Estructura periódica pasiva siendo alimentada por una onda plana incidente E^i . Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).	37
Figura 12 – Estructuras periódicas de elementos conductores e de no-elementos conductores o <i>slots</i> . Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).	38
Figura 13 – Coeficiente de reflexión igual a coeficiente de transmisión para estructuras complementares. Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).	39
Figura 14 – Respuesta genérica de una <i>FSS</i> de elementos conductores. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).	42
Figura 15 – Respuesta genérica de una <i>FSS</i> de no-elementos conductores o <i>slots</i> . Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).	43
Figura 16 – Superficies <i>HIS</i> con un arreglo de <i>patches</i> . a) Estructura <i>HIS</i> en perspectiva, b) Parámetros y orientación del arreglo y c) Estructura <i>HIS</i> con onda plana incidente oblicua. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).	45

Figura 17 – Red de línea de transmisión equivalente a la estructura <i>HIS</i> de la Figura 16. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).	45
Figura 18 – Propagación de las ondas de superficie a lo largo de una superficie <i>HIS</i> caracterizada por una impedancia de superficie Z_s . Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).	47
Figura 19 – Ejemplo del tipo de <i>tag</i> propuesto por los autores en (COSTA <i>et al.</i> , 2013a).	49
Figura 20 – Circuito equivalente que representa la estructura <i>HIS</i> de la Figura 19. Figura basada en datos tomados de (COSTA <i>et al.</i> , 2013a).	50
Figura 21 – Geometría del resonador.	54
Figura 22 – Resonador propuesto para diferentes valores de α	54
Figura 23 – Circuito equivalente del resonador propuesto.	55
Figura 24 – Partes real e imaginaria de la impedancia Z_R	56
Figura 25 – Pérdida de retorno de la estructura estudiada.	57
Figura 26 – Partes real e imaginaria de la impedancia Z_d	57
Figura 27 – Circuito equivalente reducido del resonador propuesto.	58
Figura 28 – Comparación de los resultados del modelo 3D con el modelo de circuito.	62
Figura 29 – Curvas de frecuencia vs. Longitud de la arista para diferentes valores de α	63
Figura 30 – Área de la célula vs. Frecuencia de resonancia para diferentes valores de α	63
Figura 31 – Frecuencias de resonancia vs. Ángulo α para diferentes valores de longitud de arista.	65
Figura 32 – Valores de $C1$, $L1$, $C2$ y $L2$ vs. Ángulo α	66
Figura 33 – Vista general del modelo de simulación.	67
Figura 34 – Vista interior del modelo de simulación.	67
Figura 35 – <i>Set</i> de medición utilizado.	68
Figura 36 – Algunas de las muestras de resonadores construidas y medidas.	68
Figura 37 – Curvas de los 3 resonadores medidos vs. Curvas de los 3 resonadores simulados.	69
Figura 38 – Arreglo de 3x3 células con el resonador propuesto.	70
Figura 39 – Multiresonador de 3 resonadores con el resonador propuesto.	71
Figura 40 – Algunos ejemplos de arreglos de multiresonadores construidos.	71
Figura 41 – Vista general del modelo de simulación utilizado.	72
Figura 42 – Vista interior del modelo de simulación utilizado.	72
Figura 43 – Primer caso de <i>tag</i> simulado y medido.	72
Figura 44 – Curvas de un <i>tag</i> de 2 <i>bits</i> con un ángulo $\alpha = 65^\circ$. Medidas vs. Simuladas.	73
Figura 45 – Segundo caso de <i>tag</i> simulado y medido.	73
Figura 46 – Curvas de un <i>tag</i> de 2 <i>bits</i> con un ángulo $\alpha = 100^\circ$. Medidas vs. Simuladas.	73

Figura 47 – Tercer caso de <i>tag</i> simulado y medido.	74
Figura 48 – Curvas de un <i>tag</i> de 3 <i>bits</i> con un ángulo $\alpha = 100^\circ$. Medidas vs. Simuladas.	74
Figura 49 – Vista en perspectiva de un multiresonador de 2 <i>bits</i> sobre un circuito <i>microstrip</i>	75
Figura 50 – Vista superior de un multiresonador de 2 <i>bits</i> sobre un circuito <i>microstrip</i>	75
Figura 51 – Pérdida de inserción de nuestro multiresonador sobre un circuito <i>microstrip</i> en magnitud y fase.	76
Figura 52 – Filtro encapsulado en una caja de cobre.	77
Figura 53 – Estructura interna del filtro.	78
Figura 54 – Respuesta electromagnética del filtro para una potencia de operación de 200 <i>W</i> y una temperatura ambiente de $22^\circ C$	78
Figura 55 – Estrategia de simulación.	79
Figura 56 – Relación entre la potencia de entrada y la constante dieléctrica de los substratos Arlon AD 1000 y Arlon DiClad 880.	80
Figura 57 – Distribución de la temperatura en la caja del filtro.	81
Figura 58 – Distribución de la temperatura en el interior del filtro.	81
Figura 59 – Respuesta del filtro para una potencia de <i>RF</i> de 200, 400 y 600 <i>W</i> y una temperatura ambiente constante de $-5^\circ C$	82
Figura 60 – Vista ampliada de la Región 1 de la Figura 59. Las tres líneas punteadas muestran la respuesta <i>S</i> ₂₁ del filtro para potencias aplicadas de 200, 400 y 600 <i>W</i> a una temperatura ambiente constante de $-5^\circ C$	82
Figura 61 – Respuesta del filtro para temperaturas ambiente de -5 , 22 y $44^\circ C$ y una potencia constante de 600 <i>W</i>	83
Figura 62 – Vista ampliada de la Región 1 de la Figura 61. Las tres líneas punteadas muestran la respuesta <i>S</i> ₂₁ del filtro para temperaturas ambiente de -5 , 22 y $44^\circ C$ para una potencia aplicada constante de 600 <i>W</i>	84

Lista de tablas

Tabla 1 – Evolución histórica de la tecnología <i>RFID</i> hasta la primera década de los años 2000. Datos tomados de (ACTIVAID, 2015).	21
Tabla 2 – Ejemplos de Miniaturización	64
Tabla 3 – Materiales usados en el filtro.	78
Tabla 4 – Desplazamientos de frecuencia en las regiones 1 y 2. * Condición de referencia para la región 1. ** Condición de referencia para la región 2.	84

Lista de Acrónimos y Abreviaturas

RFID: *Radiofrequency Identification.*

FSS: *Frequency Selective Surface.*

HIS: *High Impedance Surface.*

THID: *Terahertz Identification.*

AMC: *Artificial Magnetic Conductors.*

EBG: *Electromagnetic Bandgap.*

IFF: *Identification Friend or Foe.*

IBM: *International Business Machines.*

UHF: *Ultra High Frequency.*

MIT: *Massachusetts Institute of Technology.*

RCA: *Radio Corporation of America.*

EUA: *Estados Unidos de América.*

EPC: *Electronic Product Code.*

SAW: *Surface Acoustic Wave.*

TFTC: *Thin-Film Transistors Circuits.*

UPC: *Universidad Politécnica de Cataluña.*

IoT: *Internet of Things.*

RF: *Radio Frequency.*

Lab-STICC: *Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de La Connaissance.*

APHC: *Average Power Handling Capability.*

UBO: *Universite de Bretagne Occidental.*

PBG: *Photonic Bandgap.*

MoM: *Method of Moments.*

FDTD: *Finite-Difference Time-Domain.*

FEM: *Finite Element Method.*

TE: *Transverse Electric.*

TM: *Transverse Magnetic.*

HFSS: *High Frequency Simulation Software.*

PNA: *Programmable Network Analyzer.*

Sumário

Lista de Acrónimos y Abreviaturas	xiv
1 Introducción y estado del arte	19
1.1 Introducción	19
1.2 Estado del arte	23
1.2.1 <i>Tags Chipless</i>	23
1.2.2 Breve introducción sobre las <i>Frequency Selective Surface</i>	28
1.2.3 Estructuras fractales	29
1.2.4 <i>Tags Chipeless</i> integrados con sensores	30
1.2.5 Simulaciones multifísicas	31
1.2.6 <i>Terahertz Identification (THID)</i> . El futuro de los sistemas <i>Radio-frequency Identification Chipelss</i>	33
1.3 Motivaciones	33
1.4 Estructura del trabajo	34
2 Fundamentación teórica	36
2.1 Estructuras <i>Frequency Selective Surface</i>	36
2.2 <i>High Impedance Surface</i>	40
2.3 <i>Frequency Selective Surface</i> sobre <i>High Impedance Surface</i>	41
2.3.1 Análisis con métodos analíticos	44
2.3.1.1 Onda plana incidente (<i>Artificial Magnetic Conductors</i>)	44
2.3.1.2 Ondas de superficie (<i>Electromagnetic Bandgap</i>)	47
2.4 <i>High Impedance Surface</i> para el proyecto de <i>tags chipless</i>	48
3 Nuevo resonador propuesto para <i>tags chipless</i> basado en <i>Frequency Selective Surface</i>	53
3.1 Introducción	53
3.2 Resonador propuesto	53
3.3 Circuito equivalente del resonador propuesto	55
3.3.1 Cálculo numérico de la derivada de la admitancia del modelo	55
3.3.2 Cálculo analítico de la derivada de la admitancia del modelo	59
3.3.3 Circuito equivalente vs. Modelo 3D	61
3.4 Análisis de las simulaciones	61
3.4.1 Ajuste de sintonización	62
3.4.2 Reducción de área ajustable	63
3.4.3 Ajuste fino de la sintonización	64
3.5 Resultados	66
4 Aplicaciones del resonador propuesto en <i>tag chipless</i>	70

4.1	<i>Tag chipless</i> con multiresonador <i>Frequency Selective Surface</i> en <i>High Impedance Surface</i>	70
4.2	<i>Tag chipless</i> con multiresonadores <i>Frequency Selective Surface</i> en <i>microstrip</i>	74
5	Análisis multifísico.....	77
5.1	Materiales y métodos	77
5.2	Resultados y discusión	81
	Conclusiones y Trabajos Futuros.....	86
	Referencias	88
	Anexo	95
	Anexo I: Publicaciones	96

1 Introducción y estado del arte

1.1 Introducción

Los sistemas de *RFID* por sus siglas en inglés, son sistemas de auto identificación por radiofrecuencia que transmiten y reciben datos de forma inalámbrica. Estos sistemas son ampliamente utilizados hoy en día en disimiles aplicaciones, algunas de las cuales se muestran en la Figura 1.



Figura 1 – Parte de las aplicaciones en las que son utilizados los sistemas de *RFID* en la actualidad. Figura basada en datos tomados de (AMPLIO, 2015).

Los orígenes de los sistemas de *RFID*, como muchas otras de las tecnologías comunes actualmente, fueron en el ámbito militar.

En los años 30, durante la Segunda Guerra mundial, fue desarrollado por los británicos el primer sistema activo de identificación por radiofrecuencia. Este consistía de un transmisor colocado en cada avión británico que, cuando recibía señales de estaciones de radar británicas en tierra, retransmitía una señal de vuelta para identificar que el avión era amigo. Este sistema de identificación fue conocido por *Identification Friend or Foe (IFF)* por sus siglas en inglés, y fue también la base de los sistemas de control aéreo actuales (ACTIVAID, 2015).

En 1973 fue registrada en Estados Unidos de América por Mario W. Cardullo la primera patente sobre un sistema activo de *RFID* con memoria regrabable, y en el mismo año, Charles Walton registró una patente para un sistema pasivo que era usado para abrir una puerta sin la ayuda de llaves. En la misma década, el gobierno americano estaba trabajando en el desarrollo de un sistema de *RFID* para rastreamiento de material radioactivo, para ser utilizado por el Departamento de Energía y otro sistema para rastreamiento de ganado para el Departamento de Agricultura (ACTIVAID, 2015).

En los comienzos de los 80, la empresa *International Business Machines (IBM)* patentó un sistema de *RFID Ultra High Frequency (UHF)*, posibilitando a los sistemas de *RFID* tener alcances de lectura superiores a diez metros. Mas, el gran crecimiento de los sistemas *RFID UHF* fue en 1999, cuando varias compañías e instituciones se agruparon para fundar el Autoid Center en el *Massachusetts Institute of Technology (MIT)*. El objetivo de este centro era mudar la esencia de los sistemas de *RFID* de un pequeño banco de datos móvil para un número de serie, lo que bajaría drásticamente los costos y transformaría los sistemas de *RFID* en una tecnología de red, conectando objetos a Internet a través de los identificadores. En 1999 y 2003 el Autoid Center creció y ganó apoyo de más de 100 compañías, además del Departamento de Defensa americano. En estos mismos años, varios otros países abrieron laboratorios de investigación semejantes. En 2003, el Autoid Center se pasó a llamar Autoid Labs (ACTIVAID, 2015).

La Tabla.1 muestra un resumen de la evolución de la tecnología *RFID* hasta la primera década de los años 2000 (ACTIVAID, 2015).

Podría considerarse que los sistemas de *RFID* son, actualmente, el resultado lógico de la evolución de los diferentes sistemas de auto identificación desarrollados hasta el momento y que aún coexisten, debido principalmente, a que los sistemas de *RFID* no han conseguido abaratare lo suficiente como para substituirlos.

La Figura 2 muestra algunos de los diferentes sistemas de auto identificación existentes en la actualidad y sus características principales (RIDA *et al.*, 2010).

Un sistema de *RFID* está compuesto por dos tipos de componentes, los componentes de *hardware* y los componentes de software. Dentro de los componentes de hardware encontramos los lectores y los identificadores. Los identificadores son también conocidos como etiquetas o *tags*, y así pasaremos a llamarles en el resto del trabajo. Dentro de los componentes de software encontramos el llamado *middleware* y el resto de los software *frontend* para la aplicación específica en que se esté usando el sistema *RFID*. La Figura 3 muestra la estructura general de un sistema de *RFID* genérico.

Alrededor de los sistemas de *RFID*, además de los componentes de *hardware* y software ya mencionados, existen una serie de características de importancia a la hora de diseñar o escoger un sistema para cualquier tipo de aplicación. Dentro de estas ca-

Tabla 1 – Evolución histórica de la tecnología *RFID* hasta la primera década de los años 2000. Datos tomados de (ACTIVAID, 2015).

Año	Eventos
1960	Comienzan las primeras aplicaciones de vigilancia electrónica de objetos por sensores y sistemas de verificación.
1970	Empresas como <i>Radio Corporation of America (RCA)</i> , Fairchild y Raytheon comienzan a investigar sobre <i>RFID</i> . Se registran varias patentes de tecnologías de <i>RFID</i> .
1979 a 1980	Se usa comercialmente <i>RFID</i> para rastreamiento de animales y la automatización industrial.
1987	Se desarrolla en Noruega la primera aplicación industrial de cobro de peaje.
1989	Se implementan en Dallas, Estados Unidos de América (<i>EUA</i>), sistemas de cobro automático de peaje.
1990	La compañía E-Z Pass inicia un trabajo de estandarización de la tecnología <i>RFID</i> . Trenes de <i>EUA</i> son equipados con tecnología <i>RFID</i> . La creación de los tags <i>UHF</i> abre nuevas posibilidades y soluciones para la administración de las cadenas de abastecimiento.
1991	Texas Instruments crea TIRIS, división de la empresa responsable por la producción y desarrollo de la tecnología <i>RFID</i> . Actualmente la división se llama TI-RFID.
2000	La red de supermercados Wal-Mart exige de sus proveedores el uso de la tecnología <i>RFID</i> para identificar productos.
2003	Uso de la tecnología <i>RFID</i> por el Departamento de Defensa de los <i>EUA</i> en la guerra contra Iraq. La <i>Electronic Product Code</i> (EPCglobal) crea un laboratorio de Auto-ID en el MIT.

racterísticas podemos encontrar los estándares de transmisión y datos utilizados en estos sistemas, las frecuencias de operación de los *tags* y de las antenas, las distancias de lectura alcanzables, entre otras. Este conjunto de características, permite que exista un conjunto de posibles clasificaciones para los sistema de *RFID*, entre las cuales podríamos encontrar las definidas por el rango de frecuencia de operación, las definidas por la distancia de lectura, las definidas por el tipo de *chip* utilizado, las definidas por el tipo de aplicación en que se pueden emplear, entre otras.

Sin embargo, las dos clasificaciones más comúnmente usadas para definir los tipos de sistemas de *RFID*, atienden a características particulares de los *tags* del sistema. Una de ellas se refiere a si los *tags* son alimentados por baterías o no, y la otra se refiere a

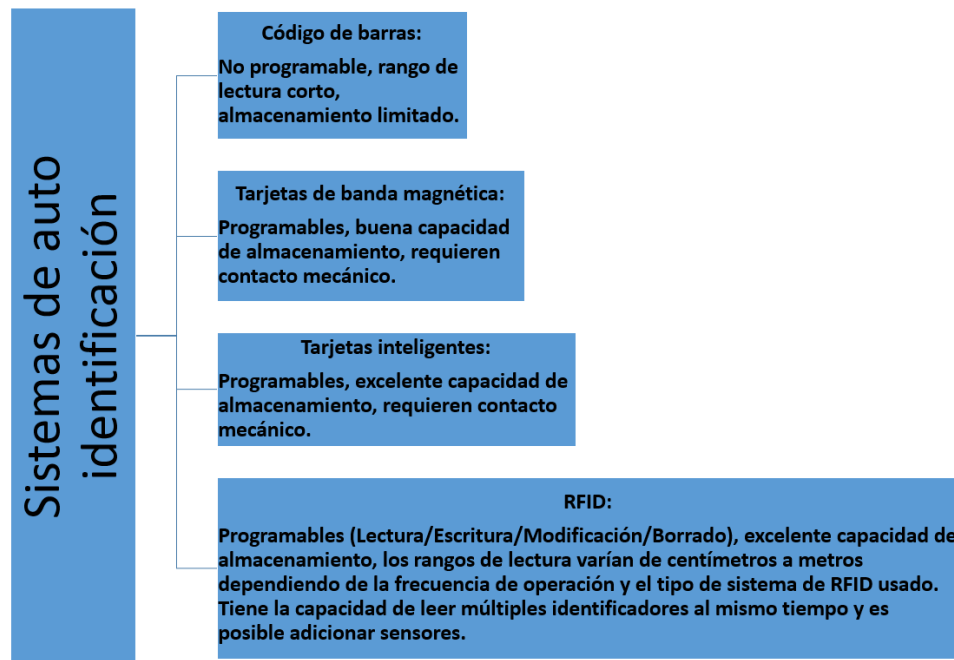


Figura 2 – Algunos de los diferentes sistemas de auto identificación existentes en la actualidad y sus características principales. Figura basada en datos tomados de (RIDA *et al.*, 2010).

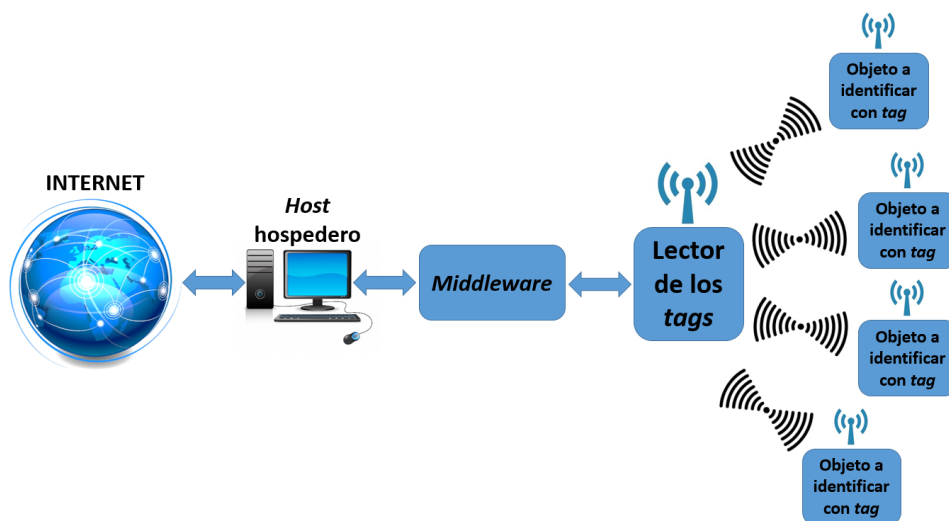


Figura 3 – Estructura general de un sistema de *RFID* genérico. Figura basada en datos tomados de (SICAMEX, 2015).

si los *tags* tienen *chip* o no para almacenar la información del objeto a identificar. Esto define entonces dos tipos principales de sistemas de *RFID*, los sistemas activos o pasivos, y los sistemas con *chip* o sin *chip* respectivamente. Los sistemas sin *chip* son comúnmente llamados sistemas de *RFID Chipless*.

Las clasificaciones anteriores, llaman la atención sobre el hecho de que, dentro de los sistemas de *RFID*, uno de los componentes más importantes son precisamente los

tags, dado que son los que identifican los objetos. Esto también puede ser notado debido al hecho de que existen muchas investigaciones que giran entorno al desarrollo de nuevos y mejores *tags* de identificación.

Esta investigación no escapa a esa tendencia, y se centra en el estudio y desarrollo de nuevos y mejores *tags chipless* para sistemas de *RFID Chipless*. Para esto, como primer paso en este trabajo, se presentará a continuación un estudio y análisis del estado del arte actual alrededor de los *tags chipless*.

1.2 Estado del arte

1.2.1 *Tags Chipless*

Los *tags chipless* surgieron posteriormente a los *tags* con *chip*, bajo una lógica de trabajo totalmente diferente. Esta diferencia tecnológica respecto a los *tags* con *chip* es precisamente la ausencia de *chip*, y consecuentemente la forma en la que almacenan la información.

El principal beneficio potencial de los *tags chipless* más prometedores, es que además de ser más simples, robustos al medio ambiente y seguros, tienen la capacidad de ser directamente impresos en productos por un costo de 0.1 centavos de dolar, proveyendo así una alternativa rentable, más versátil y confiable a los 10 trillones de códigos de barra que se imprimen anualmente (DAS, 2006).

Mas, la ausencia de un *chip* y la necesidad de almacenar la información en un área muy compacta, plantea un gran desafío para los ingenieros. Sin embargo, se debe notar que para muchas aplicaciones, tales como la identificación de clases de objetos, no es necesario un identificador muy grande. En estos casos, donde solo se necesita unas pocas decenas o centenas de identificadores, los *tags chipless* pueden ser una mejor solución (COSTA *et al.*, 2013a).

S. Preradovic y N.C. Karmakar, presentan en (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2011) una posible clasificación de los *tags chipless* existentes de acuerdo a la tecnología que utilizan, como se muestra en la Figura 4.

Puede observarse que existen dos grandes grupos de *tags chipless*, los que trabajan en el dominio del tiempo y los que trabajan en el dominio de la frecuencia.

Hasta ahora, los únicos *tags chipless* disponibles comercialmente son los *Surface Acoustic Wave (SAW)* (FINKENZELLER, 2003) (BULST *et al.*, 2001) (PLESSKY; REINDL, 2010) que trabajan en el dominio del tiempo. Los *tags SAW* explotan la característica única de los materiales piezoeléctricos de transformar las ondas electromagnéticas en ondas acústicas de superficie 100 000 veces más lentas. Estos *tags* son relativamente

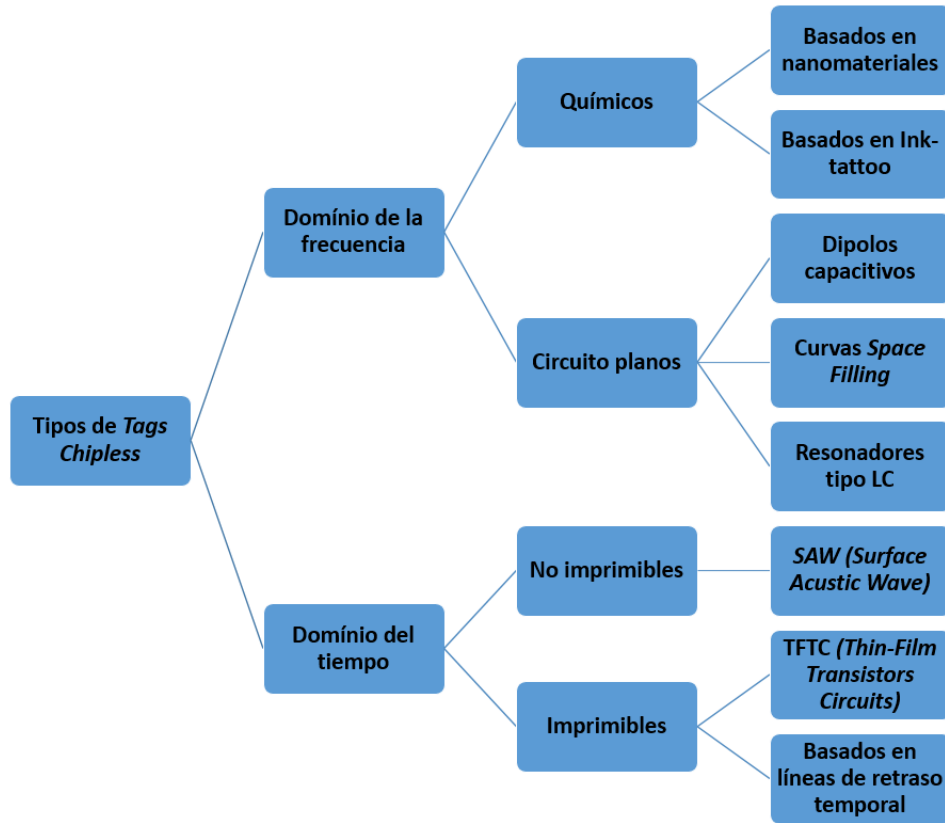


Figura 4 – Clasificación de los tipos de *tags chipless* de *RFID* existentes. Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2011).

baratos y pueden ser contruidos con tecnología de fotolitografía, aunque para operar en las bandas de microondas, requieren de *submicron* fotolitografía (COSTA *et al.*, 2013a).

Dentro del grupo de los *tags chipless* basados en *spectral signature* y fabricados sobre circuitos planos, los primeros *tags* se basaban en varias antenas colocadas muy cerca unas de otras (antenas dipolos o antenas *patch* por ejemplo) resonando en diferentes frecuencias (JALALY; ROBERTSON, 2005) (BALBIN; KARMAKAR, 2009). Pero claramente, el número de *bits* dependía del número de antenas y consecuentemente el tamaño del *tag* era proporcional al número de *bits*. Fueron propuestas otras configuraciones de *tags* sobre circuitos planos (VENA *et al.*, 2011) (VENA *et al.*, 2012) (SHAO *et al.*, 2012) (JANG *et al.*, 2010), pero todas presentaban problemas de sensibilidad a la polarización, mala operación sobre metales, e incremento del tamaño con el aumento del número de bits (COSTA *et al.*, 2013a).

No en tanto, los *tags chipless* de tipo *spectral signature* más reportados en las investigaciones, son los que codifican la información dentro del espectro de frecuencias usando estructuras resonantes *LC*.

En estos, cada *bit* de datos es usualmente asociado con la presencia o ausencia de un pico de resonancia en una frecuencia determinada del espectro. Estos *tags* tienen

la ventaja de ser simples, robustos y completamente imprimibles, así como baratos. Los inconvenientes que tienen son la necesidad de tener una banda larga para codificar los datos y un lector dedicado, también de banda larga (COSTA *et al.*, 2013a).

S. Preradovic y N.C. Karmakar proponen en (PRERADOVIC *et al.*, 2009) un nuevo abordaje para tratar los *tags chipless* con estructuras resonantes *LC*. Ellos separan las antenas de recepción y transmisión por un circuito multiresonante que codifica los datos, lo que permite recibir y transmitir con polarizaciones diferentes. Sin embargo, en esta propuesta aun persiste el problema de que el tamaño del *tag* depende directamente del número de *bits* y en consecuencia de resonadores. Igualmente, la nueva configuración de las antenas incrementa en general el tamaño de los *tags*.

Cabe destacar en este punto, que uno de los autores anteriores, el Prof. Nemai Chandra Karmakar, lidera un grupo de trabajo en la *Monash University*, en Melbourne, Australia, que es referencia en las investigaciones de sistemas de *RFID Chipless* y que ha hecho varios aportes en esta área, es por esto que, a través del estudio del estado del arte, encontramos muchas alusiones directas a sus trabajos.

En la Figura 5 se presentan los bloques funcionales del abordaje de comunicación del lector con el *tags chipless* propuesto en (PRERADOVIC *et al.*, 2009). En este abordaje, el lector de *RFID* envía una señal multifrecuencial que es recibida por la antena receptora del *tag*, esta señal pasa por el multiresonador y es codificada con la información "grabada" en sus resonadores, luego la señal multifrecuencial es devuelta al lector por la antena de transmisión con variaciones de amplitud que representan los *bits* de identificación.

En la Figura 6 se muestra la configuración interna del *tag* propuesto por los autores y también el resonador planar en espiral utilizado, resonador que es uno de los más comunes (JOUBERT, 2003) (LEE *et al.*, 2002a) (LEE *et al.*, 2002b) para este tipo de *tags*. Puede observarse que el *tag* tiene N resonadores, y las antenas operan ambas en polarización ortogonal. La operación ortogonal de las antenas garantiza un aislamiento adecuado entre la señal de interrogación del lector y la señal de respuesta del *tag chipless*. Es estos *tags*, la señal recibida por la antena receptora es guiada por una línea de transmisión hasta la antena transmisora, y por su paso a través del circuito, los resonadores, dependiendo de cómo hayan sido proyectados, absorben o no (resuenan o no) energía de la señal en una frecuencia determinada a través de un acoplamiento inductivo con la línea de transmisión. De esta forma, la presencia de resonancia representa un "0" lógico y la ausencia de resonancia un "1" lógico, o viceversa. Así, la señal sufre una disminución de amplitud en aquellas frecuencias en que los resonadores resuenan, provocando a la salida una *spectral signature* o una señal multifrecuencial de amplitudes y fases diferentes.

Las antenas del *tag*, tanto la antena de transmisión como la antena de recepción, son omnidireccionales simples, y no serán tratadas en este análisis del estado del arte. Sin

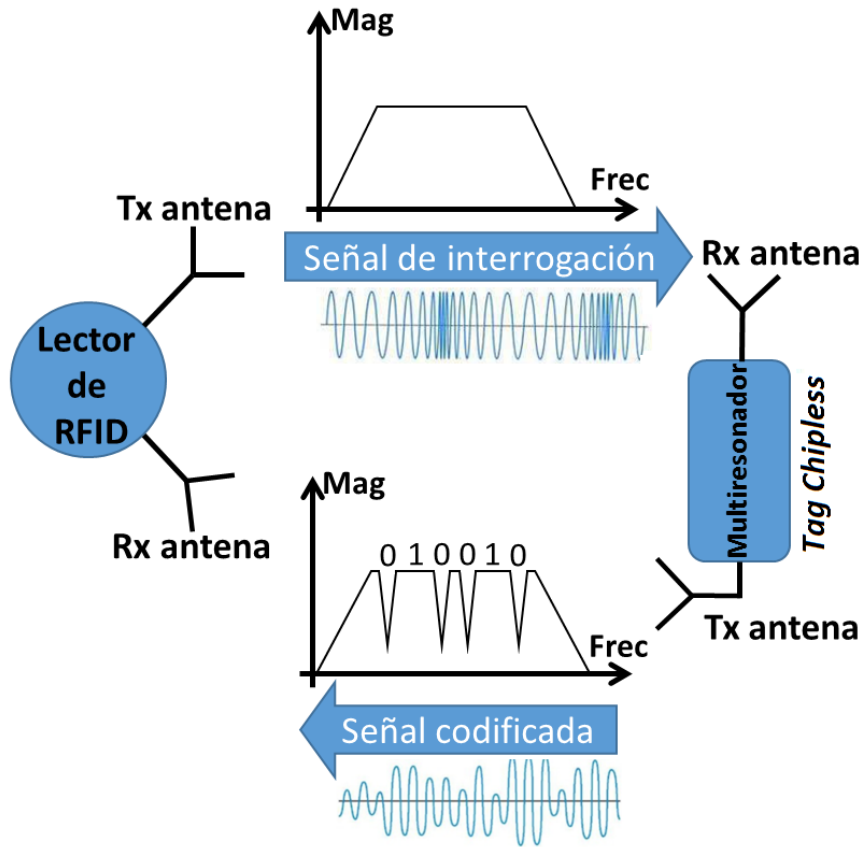


Figura 5 – Bloques funcionales del abordaje propuesto en (PRERADOVIC *et al.*, 2009).
Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC *et al.*, 2009).

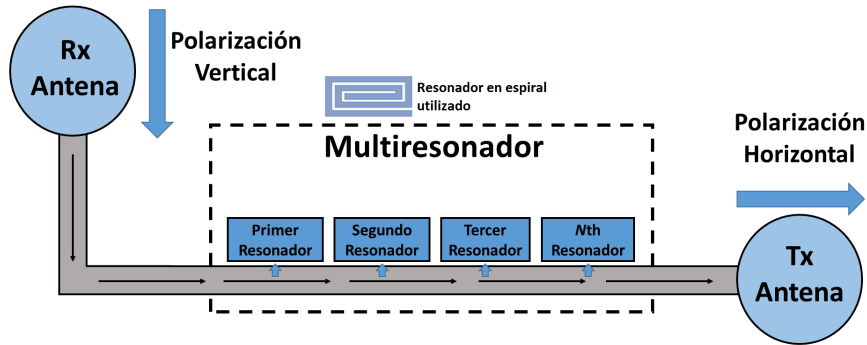


Figura 6 – Configuración del *tag* propuesto en (PRERADOVIC *et al.*, 2009). Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC *et al.*, 2009).

embargo, los resonadores sí serán más analizados, pues dentro de este tipo de *tags* son los elementos más importantes porque "guardan" la información codificada que deberá ser leída por el lector de *RFID*.

Se desea que el ancho de banda de cada resonador sea lo menor posible, para de esta forma, poder introducir el mayor número de *bits* en la banda de trabajo del *tag*.

De lo analizado hasta ahora, se deduce que el aumento de la capacidad de infor-

mación de este tipo de *tags chipless*, debe pasar por el intento de aumentar el número de resonadores y/o la capacidad de estos para representar *bits* de información. Siendo así, se impone la necesidad de reducir espacio para poder acomodar más número de resonadores, y para esto, eliminar la necesidad de las antenas y miniaturizar los resonadores es un camino evidente.

De esta forma, queda claro que para el aumento del número de *bits* y consecuentemente de la capacidad de almacenamiento, se necesita superar las barreras impuestas por la tecnología convencional, concebida con N resonadores y dos antenas en cada *tag*.

En este sentido, un primer intento en la literatura persigue disminuir el tamaño de los *tags chipless* eliminando una de las antenas (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2010a). Para esto, los autores propusieron usar solo una antena para transmitir y recibir, y en substitución de una de las antenas, en un extremo de la línea se coloca un circuito abierto que introduce una impedancia muy alta que hace que la señal retorne por la línea y se transmita por la misma antena que la recibió como se muestra en la Figura 7.

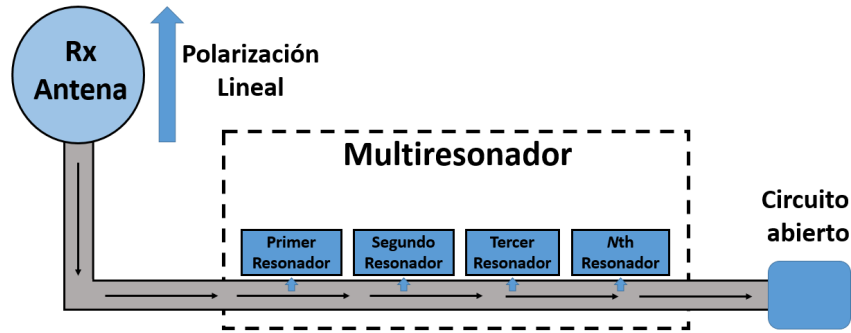


Figura 7 – Diagrama funcional del *tag* propuesto con una sola antena. Figura basada en datos tomados de (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2010a).

En (BHUIYAN *et al.*, 2013), se aumenta la capacidad de almacenamiento usando resonadores con una relación de 1 para 2, es decir, un resonador físico puede representar más de 2 *bits* de información y en (ISLAM; KARMAKAR, 2012) y (DINESH *et al.*, 2014), se elimina completamente la necesidad de las antenas utilizando resonadores tipo C anidados, los cuales funcionan bajo el principio de reflexión de una onda plana, y pueden, anidando varios resonadores en un mismo espacio físico, representar varios *bits* de información.

Siguiendo el enfoque de estructuras reflectivas frente a una onda plana, investigadores de la *University of Pisa*, Italia, dirigidos por el Prof. Agostino Monorchio muestran la posibilidad de diseñar *tags chipless* de *RFID* usando estructuras *FSS* sobre superficies *HIS*, eliminando así la necesidad de las antenas en el *tag* y aumentando la capacidad de reaprovechamiento del espacio físico (COSTA *et al.*, 2013a).

Otro artículo muestra también la posibilidad de utilizar elementos resonantes típicos de estructuras *FSS* con la tecnología convencional de *microstrip* (LI *et al.*, 2014).

En este punto cabe señalar que nuestro trabajo fue grandemente inspirado por las investigaciones mostradas en (COSTA *et al.*, 2013a) y consecuentemente, presentamos en el capítulo 3 un nuevo resonador para estructuras *FSS* que trae varias ventajas en relación a los resonadores *FSS* clásicos de su tipo.

1.2.2 Breve introducción sobre las *Frequency Selective Surface*

Las estructuras *FSS* son arreglos periódicos de estructuras geométricas resonantes (resonadores) de tipo *patch* conductor, de tipo *slots* o de una combinación de estos dos tipos de elementos (MUNK, 2000). Las geometrías clásicas usadas en las estructuras *FSS* se muestran en la Figura 8 (MUNK, 2000). Aquí podemos encontrar tres grupos principales, tenemos las geometrías tipo *N-poles* (Grupo 1), las geometrías tipo *loop* (Grupo 2) y las geometrías tipo *plate* (Grupo 3), puede pensarse en un cuarto grupo que abarcaría geometrías formadas por una combinación de las anteriores, más este grupo de geometrías puede ser infinito, pues existen infinitas posibilidades de combinación. La geometría de los elementos, las dimensiones, la periodicidad y el tipo de periodicidad de estas estructuras determinan la frecuencia de resonancia de una *FSS*, la largura de banda, etc.

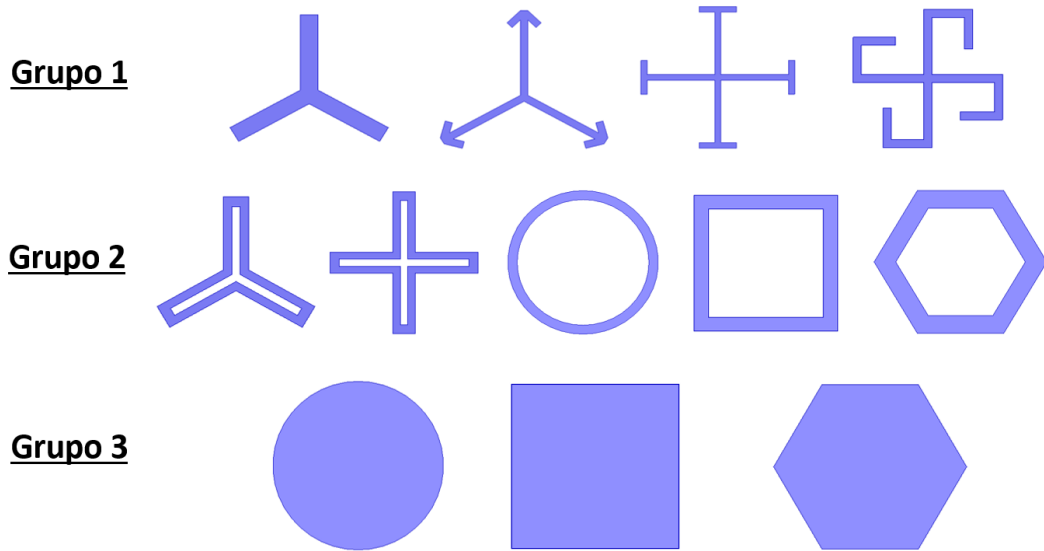


Figura 8 – Geometrías clásicas usadas para las estructuras *FSS*. Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).

Las estructuras *FSS* fueron muy usadas en sus inicios para el diseño de *radomes*, filtros y antenas (MUNK, 2000), pero en la actualidad han sido retomadas para el diseño

de absorbedores/resonadores, *reflect array* antenas entre otras aplicaciones (COSTA *et al.*, 2009) (COSTA *et al.*, 2009a) (COSTA *et al.*, 2009b).

Las estructuras *FSS* traen varias ventajas para los *tags chipless*. Una de ellas es el alto factor de calidad (Q) de los resonadores, lo que permite el aumento del número de *bits* que se pueden almacenar en los *tags*, ya que si el factor de calidad es mayor, el ancho de banda de la resonancia correspondiente a cada *bit* es menor y como consecuencia es posible implementar mayores secuencias binarias en la banda de operación. Sin embargo, pocos trabajos son reportados utilizando estructuras *FSS* para definir *tags chipless*.

1.2.3 Estructuras fractales

Dado que serán utilizados en el capítulo 3, es importante introducir en este punto, la idea de la posibilidad del uso de fractales para la miniaturización de estructuras resonantes, dado que estos han sido muy utilizados en radiofrecuencia con este objetivo, principalmente en el proyecto de antenas.

Los fractales son figuras de la geometría no-Euclidiana o geometría de los espacios curvos. Un fractal es un objeto geométrico que puede ser dividido en partes, cada una de las cuales es semejante al objeto original. Se dice que los fractales tienen detalles infinitos y que son generalmente auto similares e independientes de la escala. En muchos casos, un fractal puede ser generado por un patrón repetitivo, típicamente un proceso recurrente o iterativo.

Como ya dicho, en radiofrecuencias y microondas los fractales han sido comúnmente usados para el proyecto de antenas y en esta área, el profesor Jordi Romeu de la Universidad Politécnica de Cataluña (*UPC*), con el cual realizamos trabajos en conjunto durante el desarrollo de este doctorado, tiene varios artículos publicados (PUENTE-BALIARDA *et al.*, 1998) (ROMEU; RAHMAT-SAMII, 2000) (BALIARDA *et al.*, 2000) (ROBERT; SOLER, 2001).

Para el caso de resonadores, muchos trabajos ya fueron realizados también pero principalmente en aplicaciones de filtros, mostrando la efectividad de los fractales para mudar la frecuencia de resonancia entre otras ventajas (CRNOJEVIC-BENGIN *et al.*, 2006) (CRNOJEVIC-BENGIN *et al.*, 2008) (ZENG *et al.*, 2009).

Otros trabajos se centran en la miniaturización de resonadores utilizando fractales, sin embargo, es muy importante destacar aquí que estos estudios sobre fractales, tanto para antenas como para resonadores, han sido siempre conducidos a través del análisis de los efectos que se producen en las estructuras cuando se muda el orden del fractal u otras características más simples de este. Este punto de vista, de cierta forma acotado por la definición estricta de un fractal, puede haber limitado el estudio y las aplicaciones de los fractales en microondas. En el capítulo 3 explotamos una geometría fractal desde un

nuevo punto de vista, marcando una diferencia con los estudios realizados hasta ahora, consiguiendo resultados positivos y ampliando el espectro de posibilidades de este tipo de estructuras.

1.2.4 *Tags Chipless* integrados con sensores

Continuando con el estudio de la evolución de los *tags chipless*, observamos que una de las más recientes tendencias es combinar los *tags chipless* con sensores.

El hecho de que los *tags chipless* sean totalmente pasivos y muy robustos a las condiciones del medio ambiente, los hace una tecnología interesante para usar como sensores para aplicaciones de monitoramento de las condiciones de cultivos, monitoramento de las condiciones de productos, monitoramento de ambientes en salas, hospitales, almacenes, etc.

Las áreas de aplicación de las tecnologías de identificación han evolucionado mucho durante el presente siglo 21, y dentro de esta evolución podemos identificar tres grandes etapas. La primera etapa, que va desde el año 2000 hasta aproximadamente el 2005, comprende áreas de aplicación donde el objetivo principal era identificar personas, dentro de esta etapa podemos encontrar aplicaciones en el área de transporte, controles de accesos, pasaportes, pagos de servicios, etc. En una segunda etapa, que comienza aproximadamente en el año 2005 y va hasta el año 2011, las áreas de aplicación se centran en la identificación de objetos y productos, y podemos encontrar aplicaciones en la gestión de archivos, los sistemas de correo y mensajería, las cadenas de ventas minoristas y mayoristas, etc. Por último, la etapa actual, que comenzó en el año 2012 aproximadamente, se ha visto marcada por aplicaciones cuyo objetivo principal es el sensoriamiento ubicuo, dentro de estas aplicaciones encontramos la automatización de edificios y casas, los cuidados médicos y de salud, transporte, monitoriamiento del medio ambiente, etc. (KARMAKAR *et al.*, 2016).

Las aplicaciones de esta última etapa, se han visto muy influenciadas por el crecimiento de las plataformas de *Internet of Things (IoT)* por sus siglas en inglés, que tienen como principal objetivo conectar cada objeto a la "nube" y monitorar a través de sensores sus informaciones críticas. En este contexto y con los tipos de sensores existentes hoy en día, este objetivo se vuelve bastante caro. Alternativamente, *tags chipless* con sensores podrían identificar los objetos y monitorar al mismo tiempo varios parámetros físicos de interés de estos objetos (KARMAKAR *et al.*, 2016).

Dentro de las principales ventajas que tienen los sensores de *tags chipless* frente a los sensores tradicionales, están las de ser de bajos costos, tener una larga vida útil, ser robustos y tener bajas emisiones de potencia.

El grupo de investigación del Prof. Nemai Chandra Karmakar, en Australia, ya

desarrolló también varios trabajos relacionados con esta área, consiguiendo *tags chipless* integrados con sensores de humedad y temperatura (AMIN *et al.*, 2014) (AMIN *et al.*, 2014) (AMIN *et al.*, 2012) (AMIN; KARMAKAR, 2012) (AMIN; KARMAKAR, 2011) (PRERADOVIC; KARMAKAR, 2010b). La Figura 9 muestra la concepción básica de los sensores de *tags chipless* utilizada en estos trabajos.

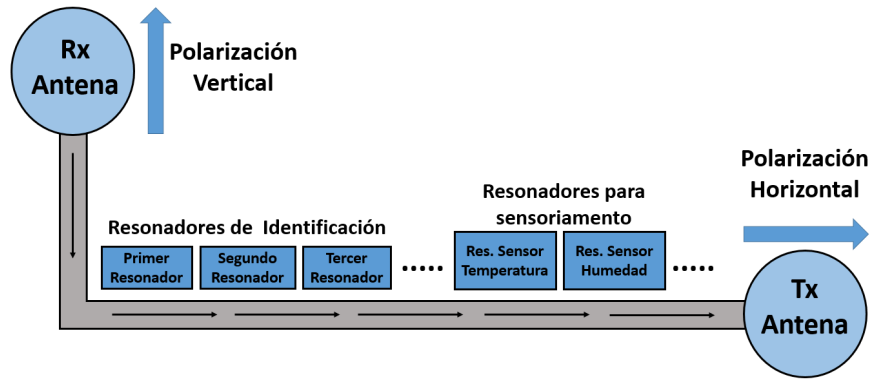


Figura 9 – Concepción básica de los sensores de *tags chipless*. Figura basada en datos tomados de (AMIN *et al.*, 2014).

Otros importantes artículos y libros sobre sensores de *tags chipless* han sido realizados por otros autores (VENA *et al.*, 2016) (GENOVESI *et al.*, 2016) (PERRET, 2014).

Para avanzar en las investigaciones sobre esta nueva tendencia de sensores de *tags chipless*, un aspecto que consideramos muy importante es reducir el ciclo de investigación y desarrollo de los prototipos de los dispositivos, que como en todo proyecto de dispositivos de microondas y *Radio Frequency (RF)* en la actualidad, la utilización de simuladores electromagnéticos en la etapa de diseño juega un papel primordial.

Mas, en los artículos analizados sobre proyecto de sensores de *tag chipless*, la utilización de los simuladores electromagnéticos se restringe solo a la parte de diseño del identificador, y no incluye la parte del sensor, ni la interacción de este con las variables físicas a sensar. En estos trabajos, esta parte es realizada de una forma completamente experimental.

Entendemos que esto es un importante aspecto a tomar en cuenta para conseguir proyectar rápidamente sensores de *tags chipless* más robustos y versátiles. Para esto, se debe introducir en la etapa de proyecto simulaciones multifísicas utilizando paquetes de software de alto desempeño como es el caso de (ANSYS, INC.,) y (COMSOL INC.,).

1.2.5 Simulaciones multifísicas

Las simulaciones multifísicas, no son más que simulaciones donde se pueden conectar varias físicas en un orden preciso, permitiendo analizar de forma más rápida, las

disimiles variantes posibles y obtener resultados mas compatibles con la realidad. Por ejemplo, si se pretende medir niveles de temperatura es necesario introducir la física de la termodinámica en las simulaciones, si se pretende medir niveles de estrés mecánico es necesario introducir la física mecánica en las simulaciones y así para otros casos. Luego, es necesario combinar las salidas y entradas de cada una de las físicas envueltas en el diseño, para poder estudiar las posibilidades del sensor de *tag chipless* como un todo.

Con las simulaciones multifísicas es posible estudiar y establecer previamente, en la etapa de diseño, correlaciones entre las variaciones de las frecuencias de resonancias en los resonadores de los *tags* y las variaciones de las magnitudes físicas que se pretenden medir.

En este contesto, como ya dicho, la literatura no muestra publicaciones relativas a las simulaciones multifísicas de sensores de *tags chipless*, pero existen referencias de trabajos en el área multifísica orientados, principalmente, al estudio de los efectos de la potencia de la señal de entrada en filtros de microondas (SÁNCHEZ-SORIANO *et al.*, 2014a) (SABBAGH, 2011) y al estudio de la *Average Power Handling Capability (APHC)* también en filtros (KUDSIA *et al.*, 2015), (SÁNCHEZ-SORIANO *et al.*, 2014b).

En estos estudios, los trabajos desarrollados por el profesor Miguel Angel Sánchez Soriano dentro del equipo de investigación del *Laboratoire des Sciences et Techniques de l'Information, de la Communication et de La Connaissance (Lab-STICC)* de la *Université de Bretagne Occidentale (UBO)* en la ciudad de Brest, Francia son particularmente importantes. Cabe señalar, que durante este doctorado, fue establecida una fructífera relación de trabajo con este profesor, la cual ya rindió un artículo publicado en esta área de investigación, otro artículo sometido en el área de antenas y trabajamos para someter en breve otros dos artículos.

Es por esto que, con la intención de introducirnos en el área de simulaciones multifísicas, para poder utilizar estas técnicas en un futuro próximo en el diseño de sensores de *tags chipless*, fue realizado en este doctorado un trabajo en esta área, estudiando el comportamiento de un filtro bajo los efectos de variaciones de temperatura. De esta forma, fue posible comprender y dominar las técnicas de simulación utilizadas en esta emergente área de proyecto de dispositivos de *RF*.

Independientemente de que el dispositivo analizado no fue un sensor basado en *tags chipless*, el conocimiento adquirido con este trabajo es extremadamente útil para nuestro grupo poder abordar este tipo de análisis en un futuro inmediato.

Por eso, los detalles de este trabajo son presentados en el capítulo 5, evidenciándose las posibilidades que ofrece este tipo de análisis para el proyecto de sensores de *tags chipless*.

1.2.6 Terahertz Identification (THID). El futuro de los sistemas *Radiofrequency Identification Chipless*

Aún cuando la tecnología de *RFID chipless* no tuvo una explosión comercial al igual que la tecnología de *RFID* con *chip*, varios investigadores entienden que con la tendencia de esta tecnología hacia su integración con sensores y con el auge de las plataformas de *IoT*, ella puede resurgir como una alternativa viable.

Al mismo tiempo, se vislumbran mudanzas drásticas en el futuro de esta tecnología con la introducción de un nuevo concepto de identificación por radiofrecuencia, la *THID* por sus siglas en inglés (PERRET *et al.*, 2013).

La *THID* es la identificación mediante dispositivos que operan en la banda de frecuencia de los *Terahertz*, banda que está siendo muy explorada en la actualidad por sus múltiples ventajas. Estos nuevos dispositivos permiten reducir más los costos de producción de las *tags chipless*, aumentar el volumen de información que se puede almacenar, disminuir enormemente las dimensiones de los dispositivos y aumentar las velocidades de transmisión y los alcances de lectura (PERRET *et al.*, 2011) (TEDJINI *et al.*, 2010) (HAMDI *et al.*, 2012).

Evidentemente, este nuevo camino para la tecnología de *RFID chipless* está lleno de desafíos aún por superar, lo que exigirá una continuidad de las investigaciones en esta área y garantiza su futuro dentro de las áreas de investigación actuales.

1.3 Motivaciones

En la actualidad, se han alcanzado grandes avances en el desarrollo de tags de *RFID* con chip, llegando estos a ser un producto comercial con uso extendido para algunas aplicaciones.

En estos tags se ha invertido mucho en aumentar su capacidad de almacenamiento de información, mas en varios tipos de aplicaciones, ellos pueden ser inapropiados debido a que son muy vulnerables a condiciones adversas del medio ambiente, presentan dificultades a la hora de identificar objetos metálicos de gran porte y además son susceptibles a falsificaciones. A modo de ejemplo, podemos pensar en aplicaciones donde sea necesario etiquetar contenedores en terminales de carga, que pueden alcanzar altas o bajas temperaturas ambiente y que además son metálicos o en aplicaciones de agricultura donde pueden haber lluvias y descargas eléctricas, además también de altas o bajas temperaturas ambiente.

Para este tipo de aplicaciones, y para otras posibles, lo más apropiado es usar *tags chipless*, los cuales no necesitan *chip* para almacenar la información dado que ella está codificada en el hardware del dispositivo. Sin embargo, aún existen problemas a resolver

para estos dispositivos. Uno de los principales problemas es que cuentan con muy poca capacidad de almacenamiento de información, lo que convierte este asunto en uno de los principales focos de pesquisa relacionada a estos *tags*. Al mismo tiempo y muy vinculado a lo anterior, está el problema de la miniaturización de estos dispositivos. Dado que los *bits* son representados por resonadores, e inicialmente la relación resonador-*bit* es de 1 a 1, para tener mayor capacidad de información es necesario aumentar el número de resonadores y esto hace en consecuencia aumentar el tamaño de los *tags*, por tanto, mientras menores sean los resonadores, más *bits* podrán colocarse en un mismo espacio y el *tag* también será menor.

De aquí parte la principal motivación para realizar este trabajo, de la necesidad que existe de proyectar *tags chipless* más compactos y con mayor número de *bits* para que estos puedan utilizarse en cada vez más aplicaciones como las antes mencionadas.

Otra de las motivaciones surgió, al observar en el levantamiento del estado del arte del proyecto de sensores basados en *tags chipless*, la ausencia de publicaciones que lleven en cuenta simulaciones multifísicas. Es decir, donde los efectos del medio sean considerados en la etapa de proyecto de los dispositivos.

Esos estudios multifísicos, proporcionarían la concepción de mejores estructuras de resonadores, que establezcan las mejores correlaciones entre las variaciones de las frecuencias de resonancias y las variaciones de las variables físicas que se pretenden medir.

Sin embargo el dominio de las técnica de simulación multifísica requiere de un alto grado de especialización, como pudo ser constatado en este trabajo después de dedicar esfuerzos con ese objetivo.

1.4 Estructura del trabajo

La estructura de este trabajo está organizada de la siguiente forma:

1. El Capítulo 1 introduce la tecnología *RFID* en general y contextualiza nuestra investigación en el marco de los *tags chipless* de *RFID*, luego muestra un estudio de estado del arte de las investigaciones sobre estos tipos de *tags* y las tendencias actuales en estas investigaciones. Por último, describe las motivaciones que impulsaron la realización de este trabajo.
2. El Capítulo 2 establece la fundamentación teórica de las estructuras *FSS* y las *HIS*, los dos conceptos teóricos que sustentan el dispositivo propuesto en este trabajo.
3. El Capítulo 3 presenta el nuevo resonador propuesto, sus características, circuito equivalente, los estudios realizados sobre este y los resultados y ventajas encontrados.
4. El Capítulo 4 presenta la aplicación de este resonador en *tags chipless*.

5. El Capítulo 5 muestra los estudios multifísicos realizados sobre un filtro, en el proceso de familiarización con este tipo de estudios y las herramientas que se utilizan para ejecutarlos.
6. Por último se presentan las conclusiones del trabajo.

2 Fundamentación teórica

En el capítulo 3 se presenta un nuevo resonador que en su definición inicial fue pensado para concebir *tags chipless FSS* basados en superficies *HIS*. Es por esto que en este capítulo analizaremos teóricamente este tipo de estructuras utilizando métodos analíticos y teoría de circuito de *RF*.

2.1 Estructuras *Frequency Selective Surface*

Probablemente, la mejor introducción realizada hasta ahora sobre las estructuras *FSS*, fue presentada por Benedikt "Ben" Aage Munk en su libro *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design* (MACKAY *et al.*, 2014). En este libro, Munk define el concepto de "estructuras periódicas", un concepto bien amplio dentro del cual incluye a las *FSS*.

Sin embargo, la idea de que crear algún tipo de periodicidad sobre un material dieléctrico, podía prevenir la propagación electromagnética de las ondas para ciertas frecuencias, fue sugerida en 1987 (YABLONOVITCH, 1987), y fue una idea que surgió en el campo de la óptica con la creación de los llamados *Photonic Bandgap (PBG)*, estructuras compuestas por un arreglo periódico de cavidades de alta constante dieléctrica enbutidas en un dieléctrico de baja constante dieléctrica. Estas estructuras, fueron denominadas luego de una forma más general como *Electromagnetic Bandgap (EBG)* (CAPOLINO, 2009).

Las pesquisas iniciales en estructuras *EBG* fueron realizadas en el campo de la óptica, pero sus propiedades son escalables y aplicables a un amplio rango de frecuencias, incluyendo el rango de las microondas y ondas milimétricas, en el cual los trabajos realizados mantuvieron por mucho tiempo la terminología *Photonic Bandgap*, lo cual era controvertido y causaba cierta confusión. En el artículo (OLINER, 1999) Oliner intenta esclarecer toda esta terminología. En el campo de las microondas, las *EBG* evolucionaron para las *metalodielectric EBG*, en las cuales se reemplazaban las cavidades de alta constante dieléctrica, por elementos metálicos periódicos. La versión 2D plana de estas *metalodielectric EBG*, son precisamente las *FSS*. A pesar de que, desde 1946 se tienen publicaciones reportando las propiedades básicas de simples estructuras periódicas en las ondas-cm, el término *FSS* fue definido mucho después (CAPOLINO, 2009).

Según (MUNK, 2000), una *FSS* es básicamente una estructura periódica compuesta por un conjunto de elementos idénticos distribuidos periódicamente en 1 o 2 dimensiones como un arreglo. La Figura 10 muestra un ejemplo muy simple de estructuras periódicas con periodicidad D_x en la dirección horizontal y D_z en la dirección vertical.

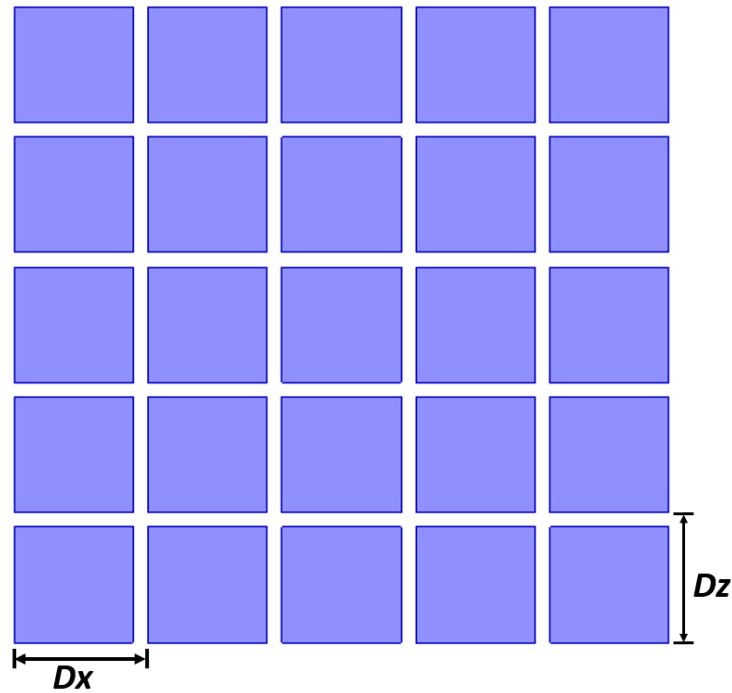


Figura 10 – Ejemplo de estructura periódica en dos dimensiones.

Inicialmente, cualquier estructura periódica puede ser alimentada de dos formas posibles. Una es a través de generadores individuales conectados a cada elemento del arreglo, en cuyo caso estas se conocen como estructura periódicas activas, y la otra es a través de una onda plana incidente, en cuyo caso se conocen como estructura periódicas pasivas (MUNK, 2000). Nuestro caso de interés se restringe estrictamente a las estructuras pasivas. La Figura 11 muestra una estructura periódica pasiva siendo alimentada por una onda plana incidente E^i .

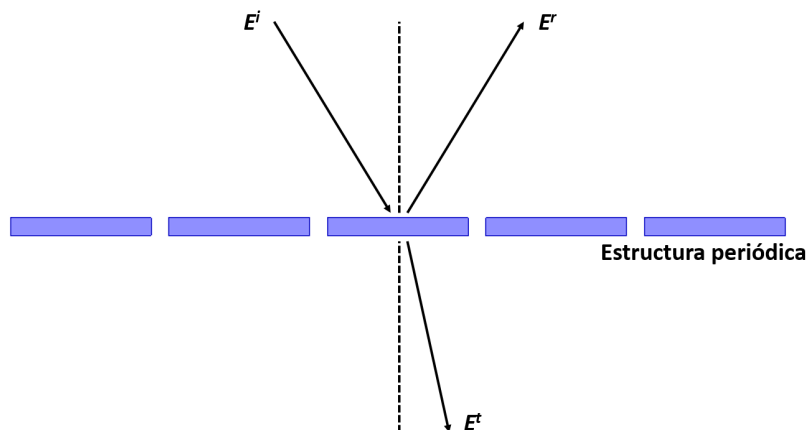


Figura 11 – Estructura periódica pasiva siendo alimentada por una onda plana incidente E^i . Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).

Para este caso, la onda plana incidente E^i será parcialmente transmitida (E^t) a través de la superficie y parcialmente reflejada (E^r), como muestra la Figura 11. Para

la condición de resonancia, y suponiendo que no hay pérdidas, la amplitud de la onda reflejada E^r es igual a la amplitud de la onda incidente E^i , y la amplitud de la onda transmitida es 0 (MUNK, 2000). Así, el coeficiente de reflexión Γ estará definido por la ecuación (2.1).

$$\Gamma = \frac{E^r}{E^i} \quad (2.1)$$

Y similarmente, el coeficiente de transmisión τ estará definido por la ecuación (2.2):

$$\tau = \frac{E^t}{E^i} \quad (2.2)$$

Además de las estructuras periódicas ser activas o pasivas, estas también pueden formar lo que se conoce como arreglos complementarios. Los arreglos complementarios son estructuras periódicas de elementos conductores y estructuras periódicas idénticas de no-elementos o *slots*, de forma que, si las dos estructuras son colocadas una encima de la otra, se obtiene un plano conductor perfecto (MUNK, 2000). Las estructuras *slots* son en esencia una superficie conductora con los elementos en forma de huecos. La Figura 12 muestra más claramente este concepto.

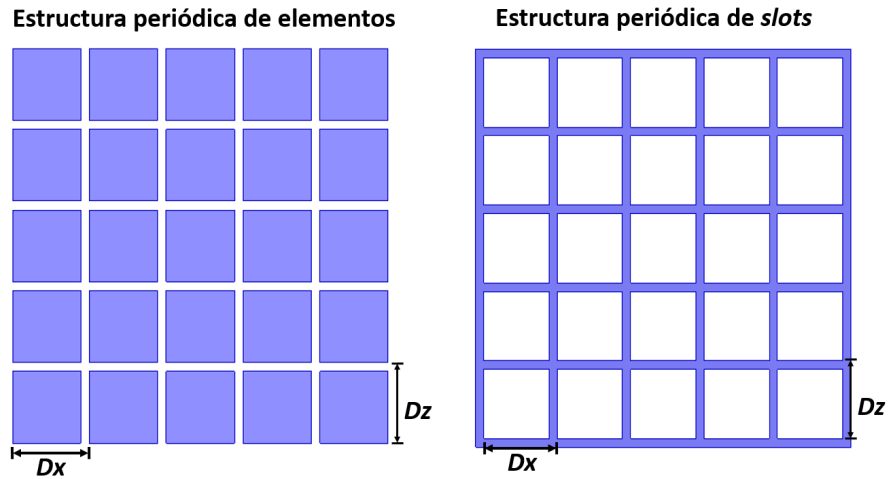


Figura 12 – Estructuras periódicas de elementos conductores e de no-elementos conductores o *slots*. Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).

Los arreglos complementarios tienen la propiedad de que, el coeficiente de reflexión Γ de una estructura es igual al coeficiente de transmisión τ de la estructura complementaria, como muestra la Figura 13.

Este es un ejemplo simple del principio general de *Babinet's* (FALCONE *et al.*, 2004) y, basados en esta observación, pudiera pensarse que es solo necesario estudiar

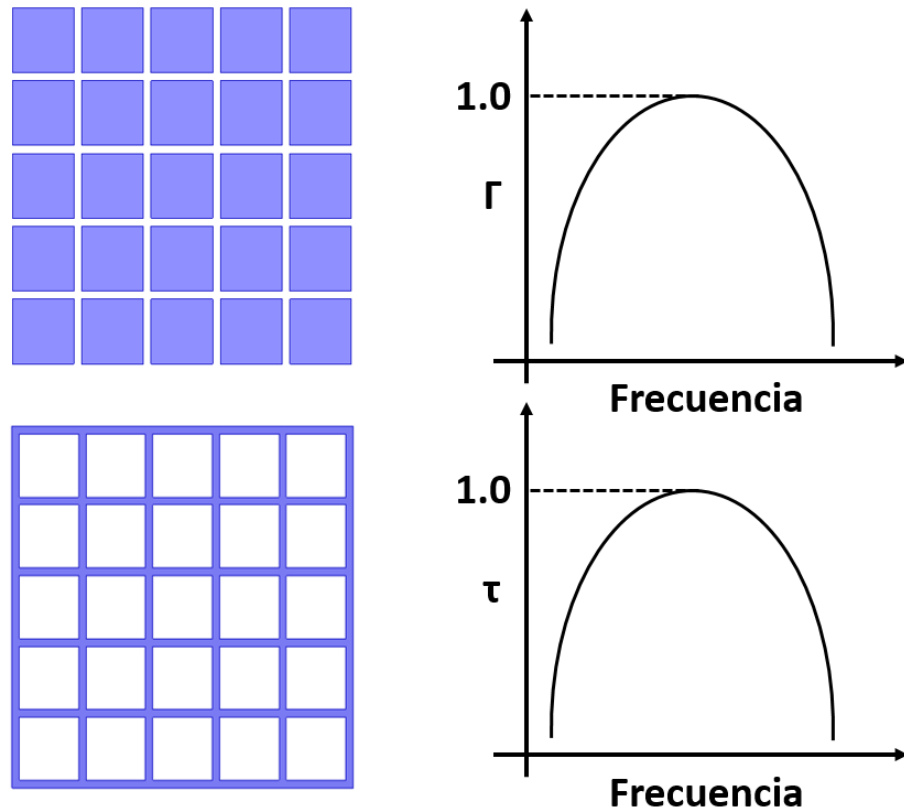


Figura 13 – Coeficiente de reflexión igual a coeficiente de transmisión para estructuras complementares. Figura basada en datos tomados de (MUNK, 2000).

una de las dos estructuras, pues la otra debería tener un comportamiento complementar. Mas esto no se cumple en general, pues para eso se precisa que la estructura fuese de un conductor perfecto e infinitamente delgado, típicamente 10^{-3} veces la longitud de onda, ambas cosas impracticables. Si la estructura tiene espesura, el ancho de banda de la estructura de elementos será mayor y el ancho de banda de la estructura de *slots* será menor. Al mismo tiempo, cuando se coloca la estructura periódica sobre una placa delgada de dieléctrico la frecuencia de resonancia disminuye para ambos tipos de estructuras. Pero si la placa de dieléctrico tiene una espesura mayor o igual a $\lambda/4$ las respuestas de las dos estructuras serán sustancialmente diferentes (MUNK, 2000).

A pesar de que las estructuras *FSS*, conceptualmente funcionan en lo que se denomina configuración *free standing* (en el espacio libre), en la práctica son encontradas sobre substratos dieléctricos que sirven como soportes y que además, añaden importantes variables a tomar en cuenta a la hora de proyectar una *FSS* para una aplicación determinada.

Existen varios métodos para analizar las propiedades de dispersión e impedancia de las estructuras *FSS*. Dentro de estos métodos tenemos las ecuaciones aproximadas, como por ejemplo las definidas por Ulrich (ULRICH, 1967), Chen (CHEN, 1973) y Arnaud (ARNAUD; PELOW, 1975), entre otras; los métodos de onda completa como el método de

expansión de onda plana o método espectral (MUNK, 2000) y el método de análisis modal descrito en (CAPOLINO, 2009); los métodos numéricos de onda completa como el *Method of Moments (MoM)*, *Finite-Difference Time-Domain (FDTD)* y *Finite Element Method (FEM)*; los métodos analíticos y semianalíticos y el método de los circuitos equivalentes.

2.2 High Impedance Surface

El concepto de impedancia fue inicialmente introducido por Heaviside (1886) para describir la relación constante entre tensión y corriente en circuitos de corriente alterna. En los años 1930s, la noción de impedancia fue generalizada por Schelkunoff, quien entendió que el concepto de impedancia podía ser utilizado para describir la relación entre el campo transversal eléctrico y el campo transversal magnético dado que estos dependen solamente del medio de propagación (POZAR, 1993)(CAPOLINO, 2009).

El concepto de impedancia de superficie surgió como un modelo para describir la interacción de las ondas electromagnéticas con interfaces entre materiales o láminas delgadas (CAPOLINO, 2009).

El término *HIS* fue introducido en (SIEVENPIPER *et al.*, 1999) para describir una superficie plana que incluía vías de conexión a un plano de tierra. En un contexto teórico, las *HIS* reflejan las siguientes dos propiedades (CAPOLINO, 2009):

1. Reflexión total en fase de ondas planas incidentes.
2. Supresión de todas las ondas de propagación superficial.

En la práctica, la impedancia equivalente de superficie es una función de la frecuencia y del ángulo de incidencia. Por lo tanto, las dos propiedades iniciales mencionadas, en general no coinciden en el dominio de la frecuencia ni para todos los ángulos de incidencia (MACI *et al.*, 2005), (GOUSSETIS *et al.*, 2006). Las superficies que exhiben la primera propiedad de las *HIS* son también conocidas como *Artificial Magnetic Conductors (AMC)* y las superficies que exhiben la segunda propiedad son también llamadas estructuras *EBG* (CAPOLINO, 2009).

Desde el surgimiento del concepto de las *HIS*, muchos autores han propuesto complejas estructuras para conseguir una o ambas de las características de estas estructuras y en este sentido, se han utilizado muchas geometrías que en general consisten en arreglos 2D periódicos de estructuras metálicas o *slots* impresos sobre una lámina de dieléctrico con plano de tierra y sin vías de conexión a tierra. Si se analiza con cuidado, estas estructuras son esencialmente *FSSs* impresas sobre un dieléctrico con plano de tierra (CAPOLINO, 2009) y por eso se denominan también como *Uniplanar HIS*.

Toda esta terminología puede parecer confusa, pero en resumen se trata de que, las superficies *HIS* uniplanares se pueden sintetizar utilizando estructuras *FSS*, al mismo tiempo, dependiendo de cual de las dos principales propiedades de las superficies *HIS* se pueda reproducir, tendremos que la superficie *HIS* será en esencia una *AMC*, una *EBG* 2D o ambas cosas inclusive. Es importante hacer notar que, para el caso de las *uniplanar HIS* se ha demostrado que las propiedades de *EBG* normalmente no están en banda con las propiedades de *AMC* (MACI *et al.*, 2005), (GOUSSETIS *et al.*, 2006).

2.3 Frequency Selective Surface sobre High Impedance Surface

Las interfaces entre elementos dieléctricos y/o metálicos suelen soportar ondas, con campos que están más o menos extendidos y confinados a la interfaz. Este tipo de ondas es frecuentemente llamado de "ondas de superficie" ya que están típicamente ligadas a las interfaces. Superficies metálicas (en *free standing* o sobre una fina capa de dieléctrico) conducen corriente alterna y soportan ondas de superficie. Similarmente, interfaces entre dieléctricos con contraste entre sus valores de constante dieléctrica también soportan ondas de superficie (POZAR, 1993), (COLLIN, 1991), (CAPOLINO, 2009).

En el contexto de las *HIS*, las propiedades de las ondas de superficie pueden encontrarse definiendo una impedancia de superficie equivalente. Considerando una superficie caracterizada por una impedancia de superficie equivalente isotrópica Z_s y asociada con un vector unidad n , para las ondas superficiales, de acuerdo con la definición amplia de impedancia de superficie, se satisface la siguiente condición de contorno (TRETYAKOV, 2003), (CAPOLINO, 2009):

$$\vec{E}_t = Z_s n \times \vec{H} \quad (2.3)$$

Donde:

- E_t es el campo eléctrico tangencial
- H es el campo magnético sobre la superficie

La solución de las ecuaciones de Maxwell se obtiene como dos conjuntos de soluciones independientes, llamadas ondas *Transverse Electric (TE)* y ondas *Transverse Magnetic (TM)*. En la terminología usual, las ondas *TE* tienen 0 campo eléctrico en la dirección de propagación, mientras las ondas *TM* tienen 0 campo magnético en la dirección de propagación. Para los conjuntos de ondas *TE* y *TM*, la ecuación (2.3) sugiere que (POZAR, 1993), (TRETYAKOV, 2003), (CAPOLINO, 2009):

- Ondas TM : $E_x = Z_s H_y$
- Ondas TE : $E_y = -Z_s H_z$

Luego, altos valores de la impedancia superficial ($Z_s \rightarrow \infty$) implican que las ondas de superficie no pueden propagarse sobre la interfase, dado que la superficie es equivalente a un circuito abierto (COLLIN, 1991),(CAPOLINO, 2009). Utilizando estructuras periódicas FSS , es posible suprimir las ondas superficiales dentro de una banda de frecuencia deseada.

La respuesta en transmisión y reflexión de una FSS *free standing*, en campo distante y excitada por una onda plana es como se muestra en la Figura 14 para una FSS de elementos conductores, y como se muestra en la Figura 15 para una FSS de no-elementos o *slots*. Estas son respuestas genéricas, en la práctica, la transmisión y la reflexión dependen de la geometría de los elementos de la FSS , de la periodicidad del arreglo, del ángulo de incidencia, de la polarización y además se deben tener en cuenta los *grating lobes* (CAPOLINO, 2009).

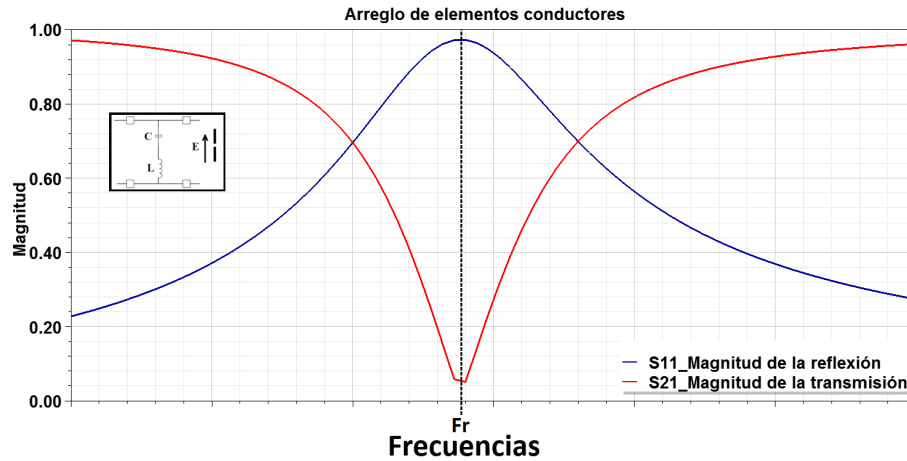


Figura 14 – Respuesta genérica de una FSS de elementos conductores. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).

Para el caso de las FSS de elementos conductores, la Figura 14 muestra que su comportamiento es similar al de un resonador LC serie con una respuesta de tipo *bandstop*.

Para el caso de las FSS de no-elementos conductores o *slots*, la Figura 15 muestra que su comportamiento es similar al de un resonador LC paralelo con una respuesta de tipo *bandpass*.

Para el caso de la Figura 14 por ejemplo, el comportamiento resonante permite una impedancia puramente real a la frecuencia de resonancia, dado que la parte capacitiva e inductiva se cancelan. Así, en esta frecuencia, la corriente excitada en los elementos de la estructura está en fase con el campo incidente y tiene un máximo en magnitud. Esta resonancia se puede llamar de resonancia debida al arreglo (CAPOLINO, 2009).

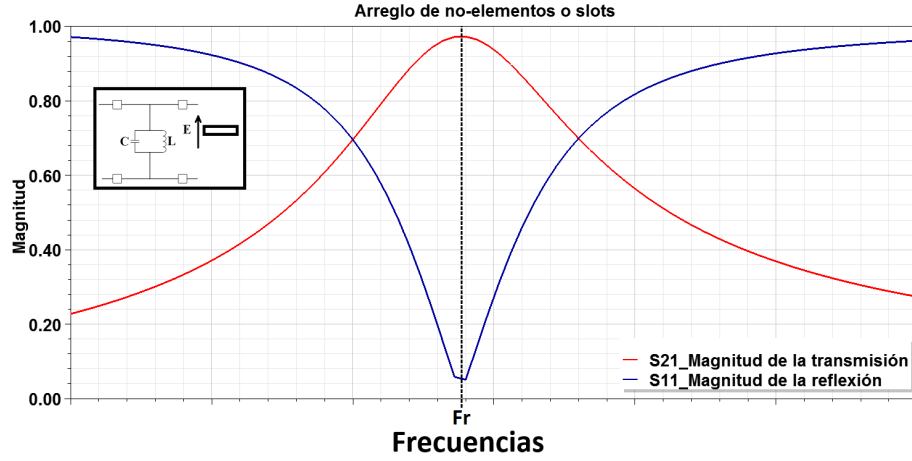


Figura 15 – Respuesta genérica de una *FSS* de no-elementos conductores o *slots*. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).

Mas, para estructuras que están próximas a un plano de tierra, con un dieléctrico entre ellas (que puede ser aire u otro cualquiera) aparece un nuevo fenómeno. Debido al plano de tierra, las ondas incidentes son totalmente reflejadas en todas las frecuencias, sin embargo, para una onda incidente normal aparece una nueva resonancia de tipo Fabry-Perot debida a la cavidad formada entre el plano tierra y el arreglo (FERESIDIS *et al.*, 2005), (FERESIDIS; VARDAXOGLU, 2001), (LIMA; PARKER, 1996). La resonancia Fabry-Perot ocurre a frecuencias diferentes que la resonancia debida al arreglo. Esta resonancia de tipo cavidad es fuerte y excita corrientes máximas sobre los elementos, corrientes que en general están fuera de fase con la onda incidente. A esta frecuencia, la onda normal incidente ve una superficie de alta impedancia (circuito abierto) y es reflejada con 0 desplazamiento de fase (CAPOLINO, 2009).

A medida que el ángulo de incidencia de la onda plana se mueve desde la dirección normal (0°) hasta la dirección horizontal de incidencia (90°), las características de la frecuencia de la resonancia debida al arreglo varían. Mientras la frecuencia de resonancia de Fabry-Perot permanece casi constante debido a que la periodicidad del arreglo es pequeña comparada con la longitud de onda, la resonancia debida al arreglo cambia a frecuencias significativamente más bajas (CAPOLINO, 2009).

En este punto, podemos hacer notar que las propiedades de *AMC* y *EBG* están directamente relacionadas con uno de los dos distintos fenómenos de resonancia mencionados hasta ahora. La operación como *AMC* emerge debido a la resonancia de cavidad formada entre el arreglo periódico y el plano de tierra o resonancia de Fabry-Perot. Usando un modelo aproximado de rayo óptico, la resonancia de la cavidad depende críticamente de la espesura de la cavidad (separación entre el arreglo y el plano de tierra) y del valor de la fase de la transmisión Φ_T provisto por el arreglo periódico, de acuerdo con la siguiente condición de resonancia (CAPOLINO, 2009):

$$\Phi_T = k_z S - (2N + 1)\frac{\pi}{2}, N = 0, 1, 2... \quad (2.4)$$

Donde k_z es la constante de propagación a lo largo de la normal a la superficie y S la espesura de la cavidad resonante (CAPOLINO, 2009).

La operación como *EBG* emerge de la resonancia debida al arreglo y de la periodicidad del arreglo. Las ondas de superficie en una estructura periódica por debajo del *bandgap* son una superposición de ondas viajantes y las ondas estacionarias (COLLIN, 1991). En la frecuencia de corte inferior de la *EBG*, la longitud de onda media-guiada se vuelve igual a la periodicidad del arreglo y se forman ondas estacionarias. En este caso, elementos sucesivos quedan fuera de fase y surge un *bandgap*. En la frecuencia de corte superior, existe una onda estacionaria similar y en este momento las localizaciones espaciales de los máximos y mínimos de energía se intercambian. La frecuencia de corte superior es típicamente definida por la periodicidad del arreglo. El ancho de banda de la *EBG* es debido a la variación de la localización espacial de la concentración de energía en estos dos casos límites (CAPOLINO, 2009).

2.3.1 Análisis con métodos analíticos

2.3.1.1 Onda plana incidente (*Artificial Magnetic Conductors*)

El análisis con métodos analíticos para estructuras *HIS*, se centra en la definición de la impedancia equivalente de la superficie periódica en estudio. La técnica analítica se basa en la extracción de una superficie equivalente para la *HIS* en cuestión, lo cual permite transformar un problema electromagnético riguroso en un problema de circuito. A continuación presentaremos un resumen de las expresiones analíticas que describen la interacción de una onda plana con una arreglo 2D de elementos sobre un sustrato fino con plano de tierra (CAPOLINO, 2009).

Tomando como ejemplo una estructura *HIS* formada por un arreglo 2D de *patches*, tenemos que una onda plana incide oblicuamente sobre la superficie como muestra la Figura 16.

Los parámetros del arreglo definidos en la Figura 16 son tales que el periodo del arreglo debe ser mucho menor que la longitud de onda efectiva y el ancho de las vías entre elementos es mucho menor que el periodo del arreglo. Estas condiciones son críticas en el diseño de una *HIS* densa con determinadas características, y al mismo tiempo permiten homogeneizar la impedancia de superficie del arreglo en términos de un parámetro de circuito efectivo con la aplicación de un esquema de red de línea de transmisión como el mostrado en la Figura 17 (CAPOLINO, 2009).

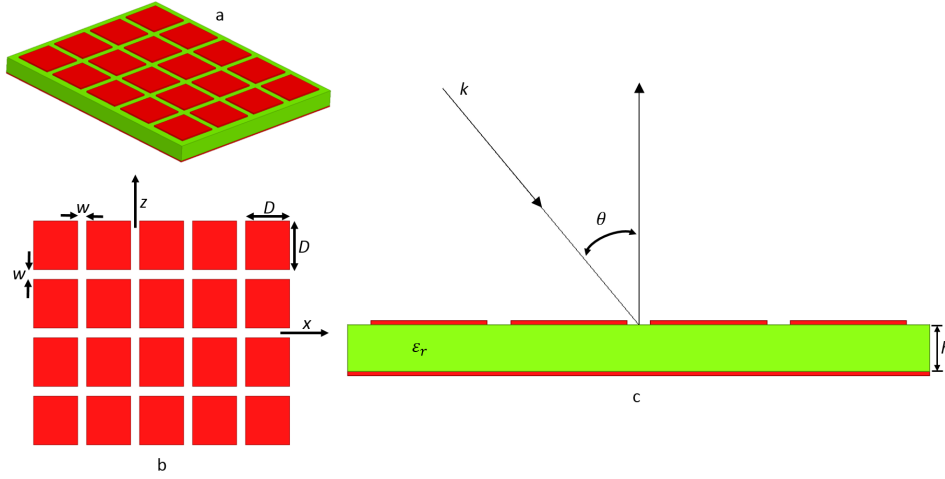


Figura 16 – Superficies *HIS* con un arreglo de *patches*. a) Estructura *HIS* en perspectiva, b) Parámetros y orientación del arreglo y c) Estructura *HIS* con onda plana incidente oblicua. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).

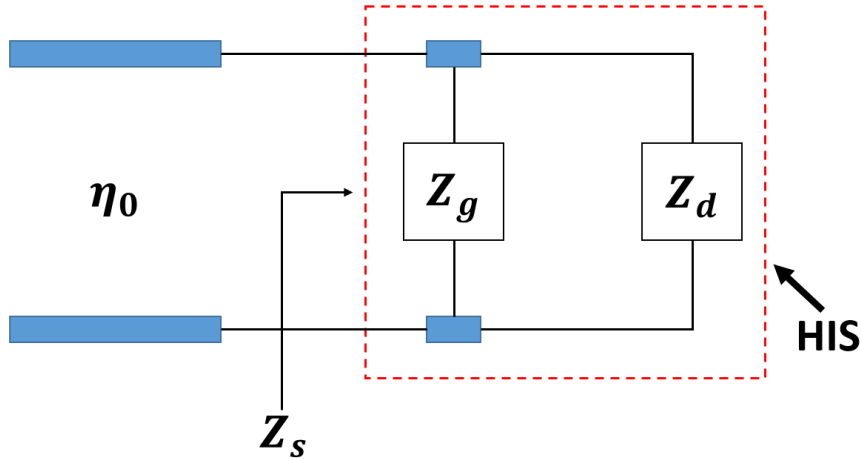


Figura 17 – Red de línea de transmisión equivalente a la estructura *HIS* de la Figura 16. Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).

Donde Z_g es la impedancia del arreglo, Z_d la impedancia del sustrato con plano de tierra, η_0 la impedancia característica del espacio libre y Z_s la impedancia de superficie de la *HIS*.

Teniendo en cuenta esta representación de circuito, podemos definir la impedancia de superficie Z_s por la ecuación (2.5) (TRETYAKOV, 2003), (LUUKKONEN *et al.*, 2008), (CAPOLINO, 2009).

$$Z_s = \frac{Z_g Z_d}{Z_g + Z_d} \quad (2.5)$$

Para el caso del modelo sin pérdidas o *lossless*, la condición de resonancia paralela, en la cual $Z_g + Z_d = 0$, sugiere una naturaleza capacitiva de la impedancia Z_g para

compensar una impedancia inductiva del dieléctrico con plano de tierra, lo cual conduce a una alta impedancia de superficie Z_s (CAPOLINO, 2009).

Para una onda plana polarizada en el modo TE y con incidencia oblicua, la impedancia Z_d se obtiene por la fórmula (2.6) y para el caso del modo de polarización TM se obtiene por la fórmula (2.7) (TRETYAKOV, 2003), (CAPOLINO, 2009).

$$Z_d^{TE}(w, \theta) = \frac{j\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}} \tan(k_{nd}h) \quad (2.6)$$

$$Z_d^{TM}(w, \theta) = \frac{j\eta_0}{\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}} \tan(k_{nd}h) \left(1 - \frac{\sin^2\theta}{\varepsilon_r}\right) \quad (2.7)$$

Donde $k_{nd} = w\sqrt{\varepsilon_0\mu_0}\sqrt{\varepsilon_r - \sin^2\theta}$ es el número de onda en el dieléctrico en la dirección normal. Los coeficientes de reflexión de los modos de polarización TE y TM para una onda plana con incidencia oblicua se obtienen del circuito equivalente de la Figura 17 y están definidos por las ecuaciones (2.8) y (2.9) (TRETYAKOV, 2003), (CAPOLINO, 2009).

$$\Gamma^{TE} = \frac{Z_S^{TE} \cos \theta - \eta_0}{Z_S^{TE} \cos \theta + \eta_0} \quad (2.8)$$

$$\Gamma^{TM} = \frac{Z_S^{TM} - \eta_0 \cos \theta}{Z_S^{TM} + \eta_0 \cos \theta} \quad (2.9)$$

Las expresiones de Z_g en configuración *free standing* se obtienen primero considerando la malla de rejilla con huecos cuadrados o *slots* y luego aplicando el principio de aproximación de Babinet (TRETYAKOV, 2003), resultando en la impedancia capacitiva de la estructura complementar formada por elementos *patch* (LUUKKONEN *et al.*, 2008), (CAPOLINO, 2009).

$$Z_g^{TM} = -j \frac{\eta_{eff}}{2\alpha} \quad (2.10)$$

$$Z_g^{TE} = -j \frac{\eta_{eff}}{2\alpha \left(1 - \frac{1}{2} \left(\frac{k_z}{k_{eff}}\right)^2\right)} \quad (2.11)$$

Donde $\eta_{eff} = \eta_0 / \sqrt{\varepsilon_{eff}}$, $\varepsilon_{eff} = (\varepsilon_r + 1)/2$, $k_{eff} = k_0 \sqrt{\varepsilon_{eff}}$, $k_z = k_0 \sin \theta$ y α es el parámetro de repetición de un arreglo eléctricamente denso de líneas idealmente conductoras (con el periodo mucho menor que la longitud de onda efectiva).

$$\alpha = \frac{k_{eff} D}{\pi} \ln(\csc(\frac{\pi w}{2D})) \quad (2.12)$$

Donde D es el periodo del arreglo de *patch* y w es la separación entre *patch*, tal que $w \ll D$ (TRETYAKOV, 2003), (CAPOLINO, 2009).

2.3.1.2 Ondas de superficie (*Electromagnetic Bandgap*)

El modelo de línea de transmisión de una superficie *HIS* presentado en la Figura 17 junto a la ecuación (2.5), nos permiten formular el problema para los modos naturales de una impedancia de superficie como se demuestra a través de la Figura 18 (TRETYAKOV, 2003), (CAPOLINO, 2009).

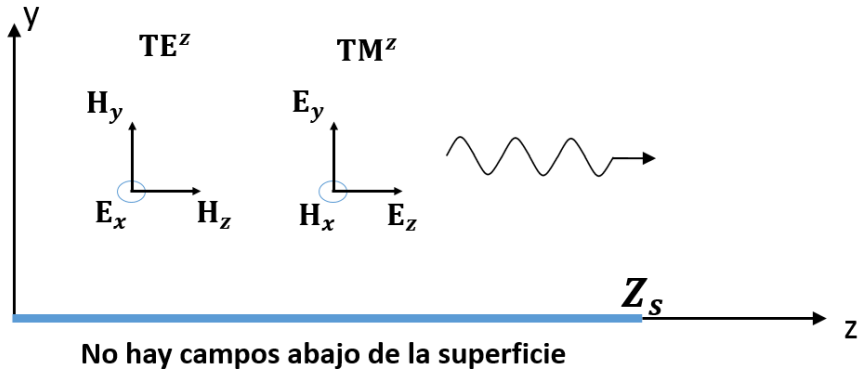


Figura 18 – Propagación de las ondas de superficie a lo largo de una superficie *HIS* caracterizada por una impedancia de superficie Z_s . Figura basada en datos tomados de (CAPOLINO, 2009).

La solución de la ecuación de Helmholtz's para las componentes H_x (modos TM^z) y E_x (modos TE^z) sujetas a la condición de contorno de impedancia, es:

$$E = Z_s \hat{y} \times H, y = 0 \quad (2.13)$$

Donde para los modos de la onda de superficie TM^z par,

$$E_z = -Z_s^{TM} H_x, y = 0 \quad (2.14)$$

y para los modos de la onda de superficie son TE^z impar,

$$E_x = -Z_s^{TE} H_z, y = 0 \quad (2.15)$$

resultan en la siguientes ecuaciones para la constante de propagación k_z de los modos TM^z y TE^z respectivamente,

$$k_z^{TM} = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{Z_s^{TM}}{\eta_0}\right)^2} \quad (2.16)$$

$$k_z^{TE} = k_0 \sqrt{1 - \left(\frac{\eta_0}{Z_s^{TE}}\right)^2} \quad (2.17)$$

donde η_0 y k_0 son la impedancia característica y el número de onda del espacio libre, respectivamente. Se debe tener en cuenta que las expresiones para Z_s derivadas en la solución de los problemas de la onda plana son funciones de la constante de propagación k_z .

2.4 High Impedance Surface para el proyecto de *tags chipless*

La idea de utilizar superficies *HIS* para el proyecto de *tags chipless* se presenta en (COSTA *et al.*, 2013a), donde los autores consiguen almacenar varios *bits* en una célula unitaria *HIS* multiresonante siguiendo parte del trabajo realizado en (SHEN *et al.*, 2011). Los autores consiguen un *tag* compacto usando una metasuperficie *HIS* de solo algunas células. En la estructura cada resonador del multiresonador codifica un "0" cuando provoca una "reflexión total" y codifica un "1" cuando provoca una "absorción total".

La estructura está compuesta de una *FSS* sobre un dieléctrico con plano de tierra, y es básicamente una cavidad resonante con espesura menor a la longitud de onda, caracterizada por una impedancia de entrada muy alta y la fase de la reflexión cruzando por cero en la frecuencia de resonancia. Introduciendo la cantidad adecuada de pérdidas en la estructura resonante, se consigue una absorción perfecta en la frecuencia de resonancia (COSTA *et al.*, 2013a).

El elemento *FSS* utilizado para el multiresonador en (COSTA *et al.*, 2013a) es un *ring resonator* cuadrado o lo que es lo mismo, una geometría de tipo *loop* como ya fue mostrado en la Figura 8 del capítulo 1. La Figura 19 muestra la idea del tipo de *tag* desarrollado por los autores, donde tenemos un arreglo de cuatro multiresonadores de tres *bits*.

Es importante señalar en este punto, que el comportamiento de una estructura periódica o arreglo, sea una *HIS* o solo una *FSS*, está determinado por el comportamiento

de la célula unitaria que define su formato y el arreglo en este caso refuerza y complementa las características de diseño definidas para la célula unitaria. De esta forma, en el modelo presentado en la Figura 19, solo existen 3 *bits*, a pesar de existir 4 células con 3 resonadores cada una.

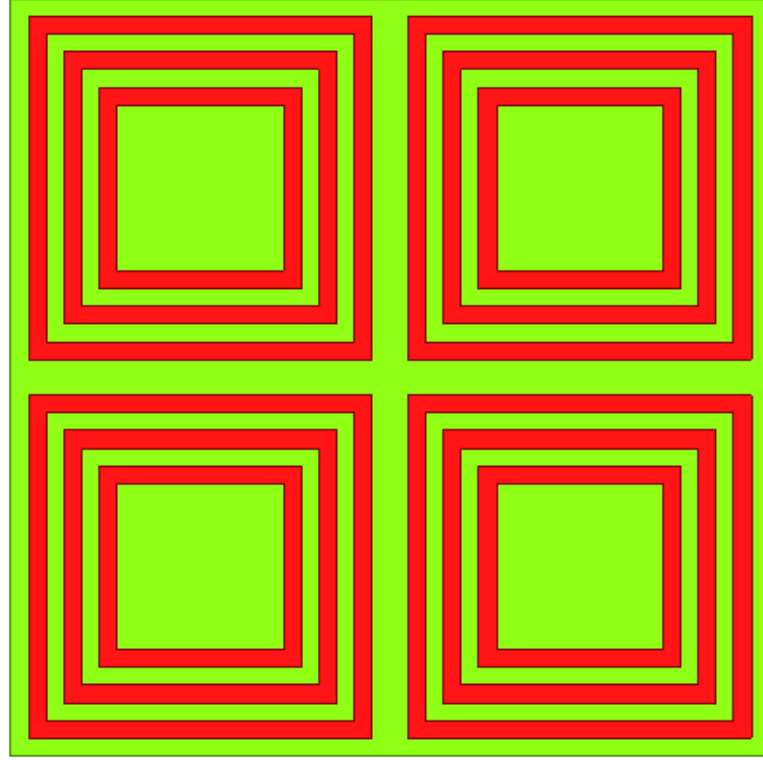


Figura 19 – Ejemplo del tipo de *tag* propuesto por los autores en (COSTA *et al.*, 2013a).

El circuito equivalente genérico que representa este tipo de estructura *HIS* fue definido en la Figura 17. Siguiendo esto, la impedancia Z_g se convierte en la impedancia Z_{FSS} . Para un arreglo de *FSS* en *free standing* de un solo resonador tipo *loop* cuadrado, este se comporta como un capacitor en la región de bajas frecuencias, y como un inductor después de la frecuencia de resonancia. Así, la impedancia de una *FSS* de un solo resonador puede ser representada como un circuito *LC* serie, como ya fue mostrado en la Figura 14. Consecuentemente, la impedancia de una *FSS* de varios resonadores tipo *loop* es una estructura multiresonante y el número de resonancias depende del número de resonadores tipo *loop*. De esta forma, el circuito equivalente para este tipo de estructura fue definido por los autores en (COSTA *et al.*, 2013b), pero para el caso específico de la Figura 19 el circuito sería como se muestra en la Figura 20.

En este ζ_m es la impedancia característica del dieléctrico, ζ_0 es la impedancia del espacio libre, d la espesura del dieléctrico, Γ el coeficiente de reflexión y los diferentes valores de C , L y R representan los valores de capacitancia, inductancia y resistencia de los diferentes resonadores definidos en la célula unitaria.

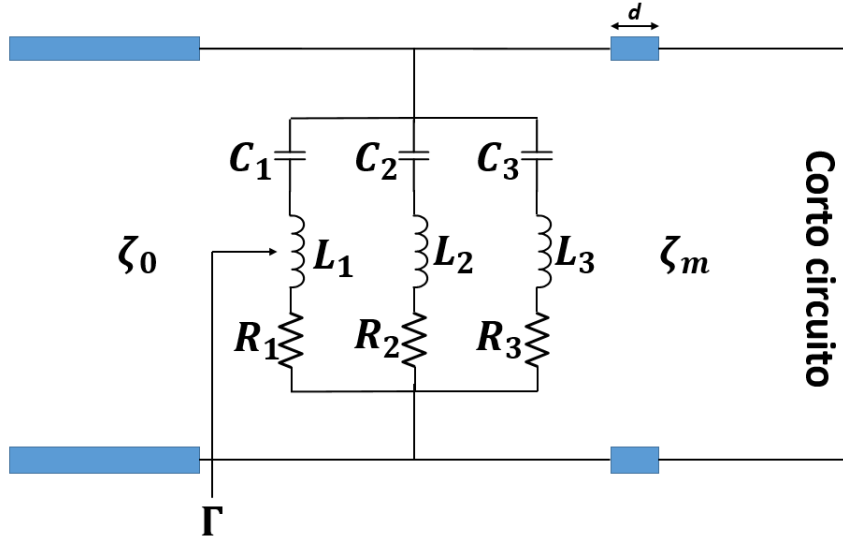


Figura 20 – Circuito equivalente que representa la estructura *HIS* de la Figura 19. Figura basada en datos tomados de (COSTA *et al.*, 2013a).

Luego, extrapolando la ecuación (2.5) para este caso particular, tenemos que la impedancia de superficie Z_R será definida por la ecuación (2.18) (COSTA *et al.*, 2013a).

$$Z_R = \frac{Z_{FSS} Z_d}{Z_{FSS} + Z_d} \quad (2.18)$$

Donde Z_{FSS} representa la impedancia del multiresonador de tres *bits* y Z_d la impedancia del dieléctrico con plano de tierra. Este dieléctrico con plano de tierra se comporta como un inductor si su espesura d es mucho menor que la $\lambda/4$ y su impedancia de entrada para una onda incidente normal esta definida por la ecuación (2.19) (COSTA; MONORCHIO, 2012).

$$Z_d = j\zeta_m \tan(\beta d) = A + jB \quad (2.19)$$

Donde,

$$\zeta_m = \zeta_0 / \sqrt{\epsilon'_r + j\epsilon''_r} \quad (2.20)$$

$$\beta = k_0 \sqrt{\epsilon'_r + j\epsilon''_r} \quad (2.21)$$

β es la constante de propagación, k_0 es el número de onda en el espacio libre y ϵ'_r y ϵ''_r son la parte real e imaginaria de la constante dieléctrica del substrato (COSTA; MONORCHIO, 2012).

Considerando por simplicidad una célula unitaria de solo dos resonadores tipo *loop* cuadrados, la impedancia Z_{FSS} del arreglo puede ser representada por la conexión paralela de dos resonadores LC , como muestra la ecuación (2.22) (COSTA *et al.*, 2013a).

$$Z_{FSS} = \frac{(1 - w^2 L_1 C_1)(1 - w^2 L_2 C_2)}{jwC_1(1 - w^2 L_2 C_2) + jwC_2(1 - w^2 L_1 C_1)} = R + jX \quad (2.22)$$

Donde L_1 , C_1 , L_2 y C_2 son parámetros concentrados caracterizando el primero y el segundo resonador respectivamente. La capacitancia de un patrón periódico impreso sobre un sustrato con pérdidas no es puramente real, sino que tiene una parte imaginaria representada por un resistor paralelo (COSTA *et al.*, 2013a), que toma en cuenta la energía disipada en el interior del capacitor (JOHNSON, 2001). Como consecuencia, la impedancia de la *FSS* está caracterizada por una parte real y una parte imaginaria, como se muestra en la ecuación (2.22). Para una estructura ideal sin pérdidas, la parte real de la impedancia de entrada Z_R es igual a 0 y la magnitud del coeficiente de reflexión siempre es igual a 1. Por el contrario, la impedancia de entrada de la actual estructura *HIS* realizada con un sustrato de poca pérdida está caracterizada por una alta parte real y una suave transición por cero de la parte imaginaria (COSTA *et al.*, 2010). Una alta parte real, conlleva a una limitada cantidad de pérdidas por reflexión. A medida que la parte real de la impedancia de entrada Z_R decrece hacia el valor de la impedancia del espacio libre, la estructura *HIS* presenta un incremento en la absorción de la señal de entrada. Cuando se alcanza la condición de resonancia en la estructura *HIS*, $X = -B$ (COSTA *et al.*, 2010), la parte real de Z_R se simplifica a la ecuación (2.23) (COSTA *et al.*, 2013a).

$$Re\{Z_R^{res}\} \approx \frac{B^2}{R} \quad (2.23)$$

Cabe hacer notar que la parte real de Z_R es directamente proporcional a la parte imaginaria de la impedancia del sustrato con plano de tierra Z_d e inversamente proporcional a la parte real R de la impedancia de la *FSS* (COSTA *et al.*, 2013a).

La absorción perfecta (condición de resonancia) se alcanza cuando la parte real de la impedancia de entrada se iguala a la impedancia del espacio libre. Cuando el sustrato y la configuración de la *FSS* son escogidos, la resistencia del dieléctrico y de la *FSS* son impuestas, en este caso, la espesura del sustrato puede ser usada para alcanzar la absorción perfecta (COSTA *et al.*, 2013a).

Es evidente, que para el caso de más de un resonador, como el mostrado en la Figura 19, el valor de la parte real de la impedancia de entrada no es igual para todas las resonancias. Cuando se disminuye la espesura del sustrato, la parte real de la impedancia de entrada disminuye y cuando se aumenta la espesura, la parte real de la impedancia

de entrada aumenta. Esto no beneficia de igual forma a todos los resonadores, para unos, una reducción de la parte real de la impedancia de entrada conlleva a un mejor casamiento con la impedancia del espacio libre y consecuentemente una mayor absorción y una mejor resonancia, mas para otros puede acontecer lo contrario. Es por esto que es muy importante escoger un sustrato con la espesura adecuada, y la cantidad de pérdidas adecuada, para garantizar un buen casamiento para todas las resonancias. Para esto, se pueden realizar simulaciones paramétricas envolviendo algunos valores de espesuras de sustratos cercanos a uno que consiga un buen casamiento en la resonancia fundamental (COSTA *et al.*, 2013a).

En el siguiente capítulo, presentamos un nuevo resonador tipo *loop* para estructuras *FSS* que cuenta con un conjunto de características ventajosas frente al resonador tipo *loop* clásico cuadrado. El resonador fue proyectado sobre una superficie *HIS* con el animo de utilizarlo en la concepción de mejores *tags chipless*.

3 Nuevo resonador propuesto para *tags chipless* basado en *Frequency Selective Surface*

3.1 Introducción

En el caso particular de las estructuras *FSS* con elementos de tipo *loop*, para sintonizar la frecuencia de resonancia de la estructura se cuenta en esencia con un solo grado de libertad. Así, aumentando la longitud del *loop*, el resonador ocupa mayor área y la frecuencia de resonancia de éste disminuye, y por el contrario, si se reduce el tamaño del *loop* y consecuentemente el área que ocupa, la frecuencia de resonancia aumenta. Dado que las *FSS* son arreglos periódicos de este tipo de estructuras, el problema de la miniaturización del arreglo depende directamente de la miniaturización de la estructura resonante o resonador. El desafío principal está en obtener resonadores que ocupen menor área, sin afectar apreciablemente la frecuencia de resonancia.

El nuevo resonador desarrollado y estudiado en esta investigación, permite ajustar su área usando un ángulo de arista como un nuevo grado de libertad para miniaturizar y con un impacto mínimo en la frecuencia de resonancia. Al mismo tiempo, este ángulo permite obtener una mayor resolución al realizar el ajuste de la frecuencia de resonancia.

El nuevo grado de libertad, y consecuentemente la posibilidad de miniaturizar, fueron obtenidos con la introducción de una geometría fractal de primer orden en el resonador, así, se muestra que es posible obtener una familia de resonadores fractales tipo *loop* en los cuales, el caso clásico del resonador cuadrado tipo *loop* es un caso particular.

3.2 Resonador propuesto

Aplicando una variante del fractal de Koch (ADDISON, 1997) conocida como fractal de Cesàro, definimos la estructura geométrica del resonador como se muestra en la Figura 21. Esta figura muestra la estructura desarrollada, donde w es el ancho de la línea, l_1 la longitud de los segmentos que forman cada arista y α es el ángulo de esquina primario formado entre el segundo y el tercer segmento de longitud l_1 . Existe un ángulo de esquina secundario, que es función del ángulo de esquina primario α y está formado entre el primer y segundo segmento de longitud l_1 .

La geometría del resonador es completamente simétrica y tiene aristas formadas por cuatro segmentos iguales de longitud l_1 . Variaciones realizadas sobre α , manteni-

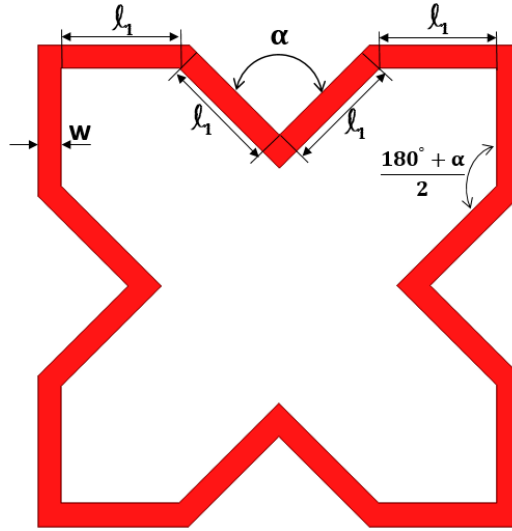
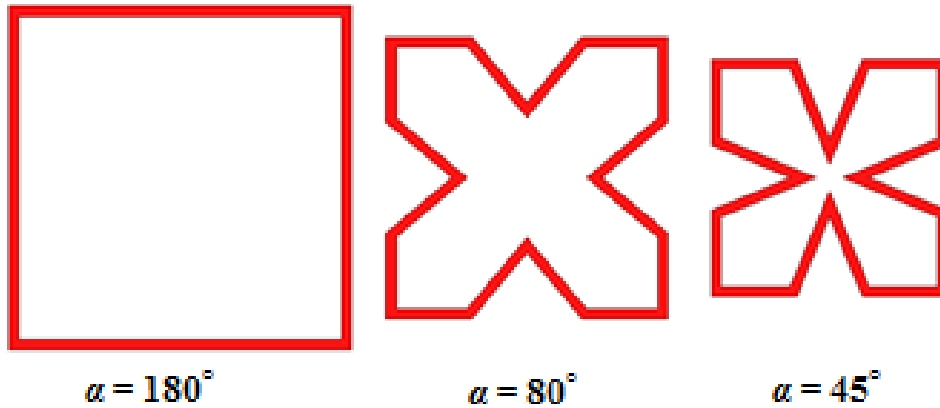


Figura 21 – Geometría del resonador.

endo constante la longitud l_1 , resultan en una familia de resonadores con un perímetro constante, pero con diferente área. La Figura 22 muestra este concepto para tres valores particulares de α . Esta característica geométrica hace única nuestra propuesta y permite que la disminución de α produzca una reducción en el área total de la célula unitaria. Note como el resonador cuadrado se vuelve un caso particular de nuestro resonador, para $\alpha = 180^\circ$, esto permite definir nuestro resonador como una generalización para el caso de resonadores en *loop* con formato simétrico cuadrado.

Figura 22 – Resonador propuesto para diferentes valores de α .

Es importante aquí llamar la atención sobre el hecho de que el abordaje de miniaturización presentado, no fue encontrado en el estado del arte analizado hasta la fecha.

Como ya fue dicho, todos los trabajos encontrados sobre uso de fractales en estructuras resonantes, están marcados por el estudio de los efectos que provocan los diferentes ordenes del fractal.

Sin embargo, es importante llamar la atención sobre el hecho de que las estruc-

turas de microondas son estructuras milimétricas, y por tanto, dada la recursividad de los fractales, conseguir fabricar fractales que pasen de un segundo orden es muy difícil. Además de eso, los desplazamientos provocados en las frecuencias de resonancias por los cambios de orden de un fractal son muy grandes, evitando la posibilidad de usarlos en muchas aplicaciones donde es necesario poder controlar la frecuencia de resonancia de una forma más continua.

3.3 Circuito equivalente del resonador propuesto

3.3.1 Cálculo numérico de la derivada de la admitancia del modelo

El circuito equivalente del resonador propuesto se construye tomando como punto de partida el circuito equivalente del resonador cuadrado de la Figura 20, dado que las estructuras *FSS* propuestas también se proyectan, simulan y miden sobre una superficie *HIS*.

Debido al comportamiento mostrado en las simulaciones numéricas por la estructura *FSS* propuesta, e ignorando la parte resistiva del resonador, podemos definir que el circuito equivalente de nuestro resonador responde a la distribución mostrada en la Figura 23.

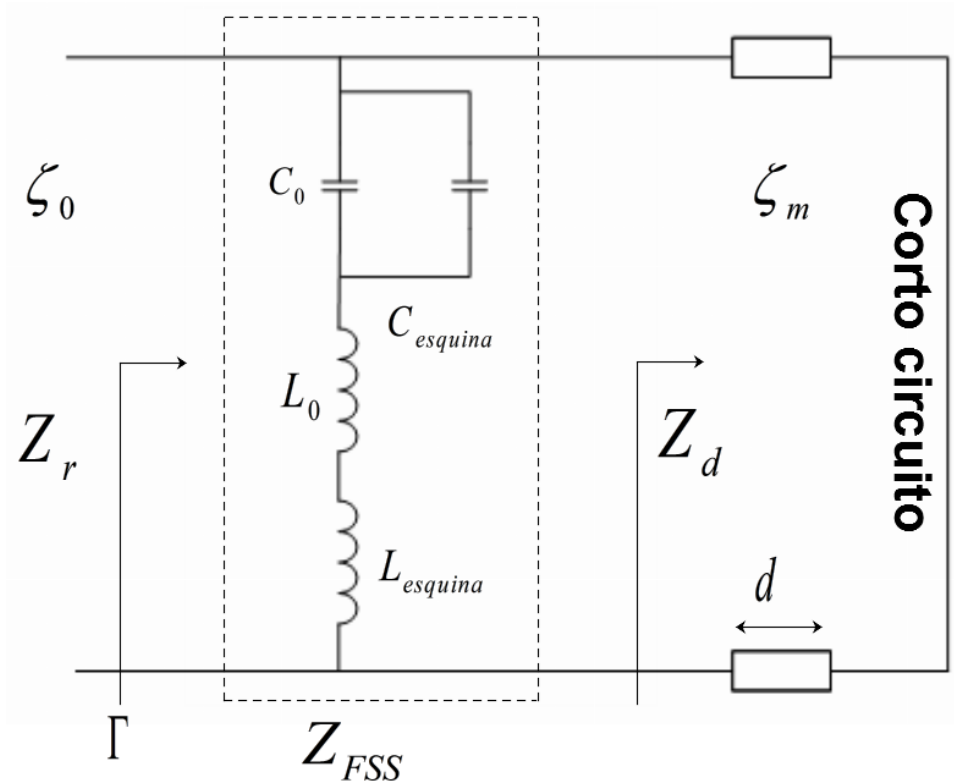


Figura 23 – Circuito equivalente del resonador propuesto.

Donde $C_{esquina}$ y $L_{esquina}$ representan la capacitancia y la inductancia introducidas

al circuito por las esquinas que se forman debido al uso de la geometría fractal y d es la espesura del sustrato usado. Mas adelante en este capítulo, se muestra la forma de calcular esta capacitancia y esta inductancia, y como sus valores son tan pequeños que prácticamente no afectan la frecuencia de resonancia de la estructura. Se puede notar como nuestro circuito equivalente es una generalización del circuito definido en (COSTA *et al.*, 2013a) para el resonador cuadrado, dado que si $C_{esquina}$ y $L_{esquina}$ son iguales a 0 obtenemos el circuito equivalente original propuesto por (COSTA *et al.*, 2013a) que es válido apenas para el caso particular de resonadores cuadrados ($\alpha = 180^\circ$).

A continuación, se realizará el cálculo de los valores de capacitancia e inductancia totales, C_T y L_T , que se definen como $C_T = C_0 + C_{esquina}$ y $L_T = L_0 + L_{esquina}$ respectivamente, para un caso particular del resonador propuesto con un ángulo de $\alpha = 100^\circ$.

Para el cálculo de estos valores, fue usado el método *Slope Parameters* (HONG, 2011), el cual se basa en el hecho de que para la frecuencia de resonancia, la derivada de la impedancia de la estructura 3D es igual a la derivada de la impedancia del circuito equivalente.

Partiendo de este principio, usaremos un modelo de simulación para calcular numéricamente las impedancias Z_R y Z_d , que de forma analítica están definidas por las ecuaciones (2.18) y (2.19) presentadas en el capítulo 2. Este modelo usa una célula con el resonador propuesto de ángulo igual a $\alpha = 100^\circ$.

Utilizando la simulación numérica, obtenemos que la impedancia Z_R está representada por las curvas de la gráfica de la Figura 24 y la pérdida de retorno por las curvas de la Figura 25.

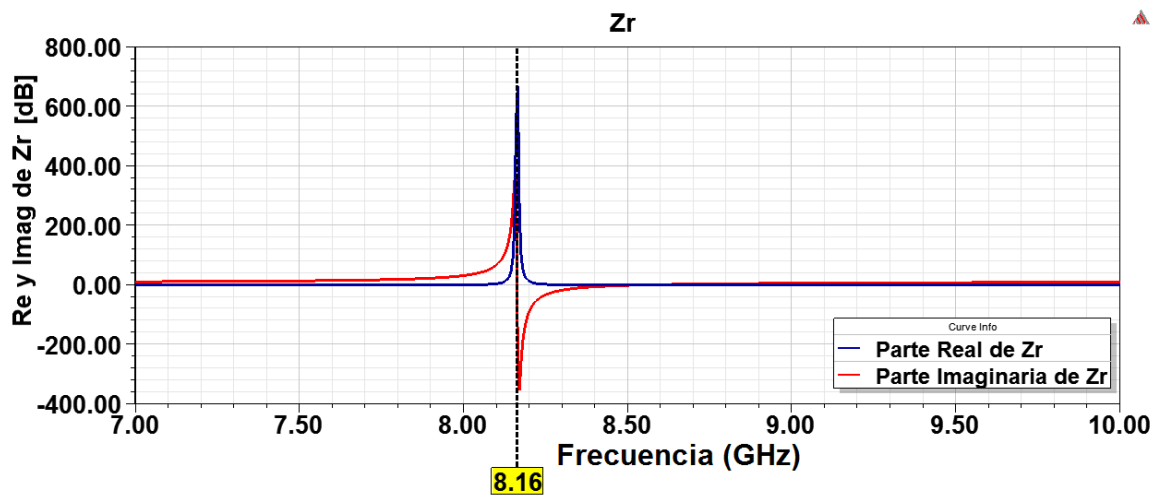


Figura 24 – Partes real e imaginaria de la impedancia Z_R .

De la gráfica de la Figura 24 o de la Figura 25 podemos obtener la frecuencia de resonancia f_0 del resonador que estamos utilizando como ejemplo, la cual es 8.165 GHz .

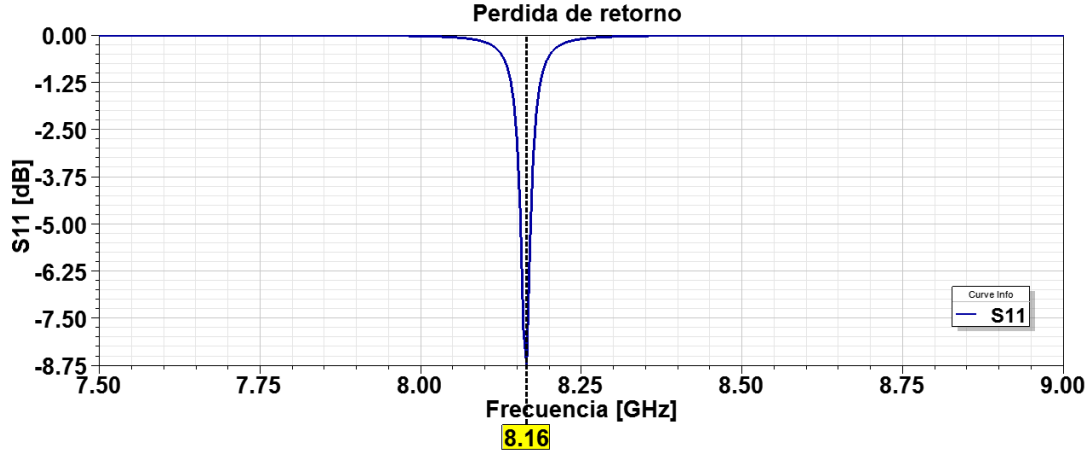


Figura 25 – Perdida de retorno de la estructura estudiada.

Para el cálculo de Z_d usaremos el mismo modelo de simulación usado para el cálculo de Z_r solo que sin el resonador fractal propuesto. Esto permite medir solo la impedancia del sustrato con el plano de tierra en su parte posterior, es decir, Z_d . Así, podemos encontrar el valor de admitancia X_d , que por definición se comporta como un inductor, debido a que $d \ll \lambda/4$ y la impedancia es medida con una incidencia normal (COSTA; MONORCHIO, 2012).

La Figura 26 muestra las curvas de impedancia Z_d en parte real y parte imaginaria. Se puede observar que la impedancia es totalmente reactiva e inductiva en la banda de frecuencia analizada, como definido anteriormente, pues la parte real es cero en toda la banda y la parte imaginaria es siempre positiva.

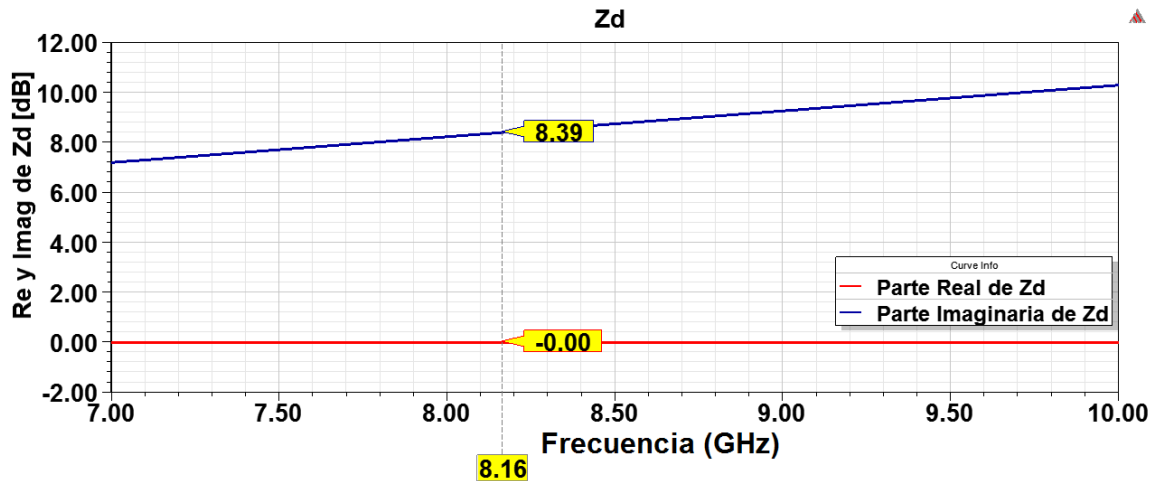


Figura 26 – Partes real e imaginaria de la impedancia Z_d .

De la Figura 26 podemos extraer el valor de la impedancia Z_d para la frecuencia de resonancia f_0 :

$$Z_d|_{f_0} = 0 + j8.39\Omega \quad (3.1)$$

De la ecuación (3.1), dado que $Z = R + jX$, obtenemos que $X_d = 8.39 \Omega$ y como ya definimos que la admitancia es inductiva, entonces, para la frecuencia de resonancia, tenemos que:

$$X_d = 2\pi f_0 L_d = 8.39\Omega \quad (3.2)$$

De la ecuación (3.2) podemos deducir que L_d está definido por la ecuación (3.3).

$$L_d = \frac{X_d}{2\pi f_0} = \frac{8.39\Omega}{2\pi 8.165GHz} = 0.1635nH \quad (3.3)$$

Luego de calculado numéricamente el valor de la impedancia Z_d y observando que se comporta como un inductor L_d , podemos reducir nuestro circuito equivalente al mostrado en la Figura 27.

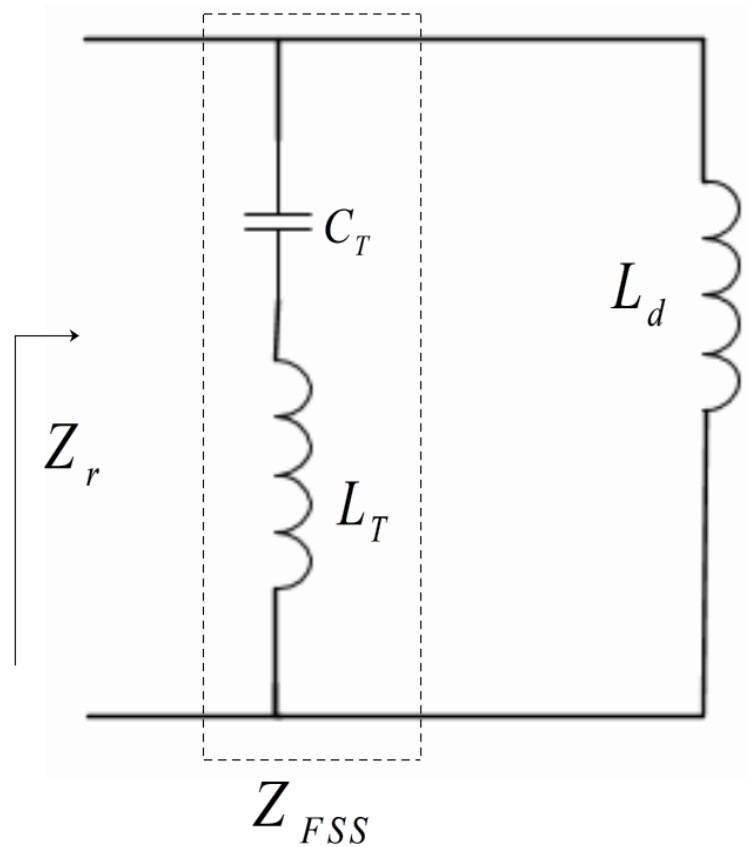


Figura 27 – Circuito equivalente reducido del resonador propuesto.

Dado que la expresión analítica de Z_R es el paralelo de las impedancias Z_{FSS} y Z_d , podemos, para facilitar el cálculo, trabajar en función de la admitancia Y_R la cual estaría definida analíticamente por la ecuación (3.4).

$$Y_R = Y_{FSS} + Y_d = \frac{1}{Z_{FSS}} + \frac{1}{Z_d} \quad (3.4)$$

Sin embargo, antes de pasar a realizar el cálculo analítico de Y_R y su derivada en la frecuencia de resonancia, vamos a definir el valor de la derivada de Y_R en la frecuencia de resonancia determinada de forma numérica, dado que ya fue determinada de forma numérica Z_R .

Siendo así, tenemos que la derivada de Y_R en la frecuencia de resonancia, determinada de forma numérica, esta dada por la expresión (3.5).

$$\frac{dY_R}{dw}|_{w_0} = 6.89 * 10^{-12} + j2.7 * 10^{-10} \quad (3.5)$$

A continuación, procederemos a realizar el cálculo analítico de la admitancia Y_R y su derivada en la frecuencia de resonancia, utilizando el circuito equivalente reducido mostrado en la Figura 27, para luego poder igualar los valores de derivadas calculados de forma analítica y de forma numérica, formar un sistema de dos ecuaciones y poder obtener los valores numéricos de C_T y L_T .

3.3.2 Cálculo analítico de la derivada de la admitancia del modelo

Partiendo de la definición analítica para Y_R dada en (3.4), definiremos entonces el inverso de Z_{FSS} y de Z_d . El inverso de Z_{FSS} está dado por la ecuación (3.6), y el inverso de Z_d está dado por la ecuación (3.7)

$$\frac{1}{Z_{FSS}} = \frac{1}{j \left[wL_T - \frac{1}{wC_T} \right]} = -j \frac{wC_T}{w^2 C_T L_T - 1} \quad (3.6)$$

$$\frac{1}{Z_d} = \frac{1}{jwL_d} = -j \frac{1}{wL_d} \quad (3.7)$$

Así, Y_R queda determinado por la ecuación (3.8).

$$Y_R = -j \frac{wC_T}{w^2 L_T C_T - 1} - j \frac{1}{wL_d} = -j \left[\frac{wC_T}{w^2 L_T C_T - 1} + \frac{1}{wL_d} \right] \quad (3.8)$$

Luego de determinada Y_R , definimos su derivada por la ecuación (3.9).

$$\frac{dY_R}{dw} = j \left[\frac{C_T(C_T L_T w^2 + 1)}{(C_T L_T w^2 - 1)^2} + \frac{1}{w^2 L_d} \right] \quad (3.9)$$

Definida la derivada de Y_R , precisamos evaluarla para el caso de la frecuencia de resonancia w_0 , y para esto es necesario definir la expresión de w_0 para nuestro circuito equivalente reducido. w_0 puede definirse de la condición de resonancia, donde $Imag(Y_R)$ es la parte imaginaria de Y_R y es igual a 0, así, tenemos la ecuación (3.10) para definir la parte imaginaria $Imag(Y_R) = 0$.

$$-\frac{w_0 C_T}{w_0^2 L_T C_T - 1} - \frac{1}{w_0 L_d} = 0 \quad (3.10)$$

Luego tenemos que:

$$-\frac{w_0 C_T}{w_0^2 L_T C_T - 1} = \frac{1}{w_0 L_d} \quad (3.11)$$

$$w_0^2 L_T C_T + w_0^2 L_d C_T = 1 \quad (3.12)$$

Y finalmente, la ecuación (3.13) que define la expresión de w_0 .

$$w_0 = \frac{1}{\sqrt{C_T(L_T + L_d)}} \quad (3.13)$$

La ecuación (3.13) se convierte así en la primera ecuación de nuestro sistema de 2 ecuaciones, y de ella podemos obtener una definición para C_T que usaremos en la segunda ecuación que se definirá. Para definir C_T tendremos entonces la ecuación (3.14).

$$C_T = \frac{1}{w_0^2(L_T + L_d)} \quad (3.14)$$

La primera y la segunda ecuación del sistema de ecuaciones nos permitirán calcular los valores de C_T y L_T y así evaluar nuestro circuito equivalente y comparar contra los resultados de la simulación numérica.

Evalutando entonces la derivada de Y_R para la forma analítica de w_0 , tenemos la ecuación (3.15).

$$\left. \frac{dY_R}{dw} \right|_{w_0} = j \left[\frac{C_T(w_0^2 C_T L_T + 1)}{(w_0^2 C_T L_T - 1)^2} + \frac{1}{w_0^2 L_d} \right] = j \left[\frac{2C_T(L_d + L_T)^2}{L_d^2} \right] \quad (3.15)$$

El siguiente paso es igualar la ecuación (3.15), que es la expresión analítica de la derivada de la admitancia del circuito a la ecuación (3.5) que es la derivada de la admitancia del modelo 3D. Esta igualdad nos da la ecuación (3.16).

$$j \left[\frac{C_T(2L_d + L_T)}{L_d} \right] = j 2.7 * 10^{-10} \quad (3.16)$$

La ecuación (3.16) es la segunda ecuación de nuestro sistema de ecuaciones. Substituyendo en ella la expresión de C_T de la ecuación (3.14) obtenemos una expresión para L_T dada por la ecuación (3.17).

$$L_T = \frac{w_0^2 L_d^2 * 2.7 * 10^{-10} - 2L_d}{2} \quad (3.17)$$

Finalmente, evaluando la ecuación (3.17) para los valores de L_d y w_0 obtenemos el valor de L_T . Luego, para la ecuación (3.14) evaluamos los valores de L_d , L_T y w_0 y obtenemos el valor de C_T . Así, los valores de L_T y C_T son:

$$L_T = 9.3347 nH \text{ y } C_T = 0.04 pF$$

3.3.3 Circuito equivalente vs. Modelo 3D

Substituyendo los valores de C_T , L_T y L_d en el modelo de circuito equivalente, podemos obtener su respuesta de perdida de retorno y comparar contra la obtenida en el modelo 3D numérico.

La Figura 28 muestra esta comparación en función de la fase de la perdida de retorno, observándose una concordancia alta entre las curvas.

3.4 Análisis de las simulaciones

La estructura fractal del resonador fue construida utilizando la representación de Lindenmayer (ROZENBERG; SALOMAA, 1992). Para implementar esta representación, fue programado un *script* de Python y utilizada la interface de *scripting* del software *High Frequency Simulation Software (ANSYS HFSS 15.0)*, software utilizado para todas las simulaciones en general. La célula unitaria fue diseñada usando un substrato Rogers Duroid flexible, con constante dieléctrica de 2.2, tangente de pérdida de 0.001 y espesura

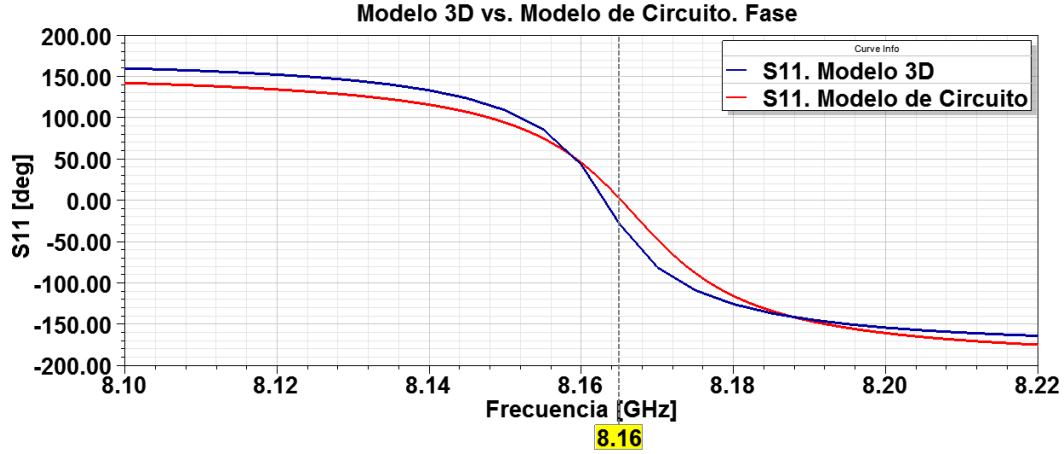


Figura 28 – Comparación de los resultados del modelo 3D con el modelo de circuito.

de 0.13mm . La separación entre las aristas del resonador y el extremo de las células es 0.4mm . El modelo 3D numérico utilizado para las simulaciones fue el mostrado en la Figura ?? que usa excitación *Floquet Port* para simular un arreglo infinito de células unitarias. Finalmente, las mediciones fueron realizadas sobre la banda de trabajo de 7GHz a 10GHz utilizando una guía de onda rectangular.

3.4.1 Ajuste de sintonización

Como un primer estudio, fue realizado un análisis del comportamiento del resonador de acuerdo a las variaciones de la longitud de la arista, para diferentes valores de α . En un resonador cuadrado clásico, la sintonización y la frecuencia de resonancia dependen de la variación de la longitud de la arista. En el resonador propuesto, la sintonización está también fuertemente ligada a la variación de la longitud de la arista, sin embargo es casi independiente de α .

La Figura 29 muestra la variación de la frecuencia de resonancia del resonador como función de la longitud de la arista para tres valores diferentes de α . Tomando como referencia el resonador cuadrado ($\alpha = 180^\circ$, curva azul), se puede observar que el resonador propuesto (curvas verde y roja) tiene un comportamiento equivalente al resonador cuadrado con las mismas dimensiones de aristas y con una pequeña influencia de α que provoca una disminución en las frecuencias de resonancia.

Estas curvas muestran que es posible abarcar un amplio rango de frecuencias de resonancia variando la longitud de la arista del resonador propuesto, en la misma forma que con el resonador cuadrado.

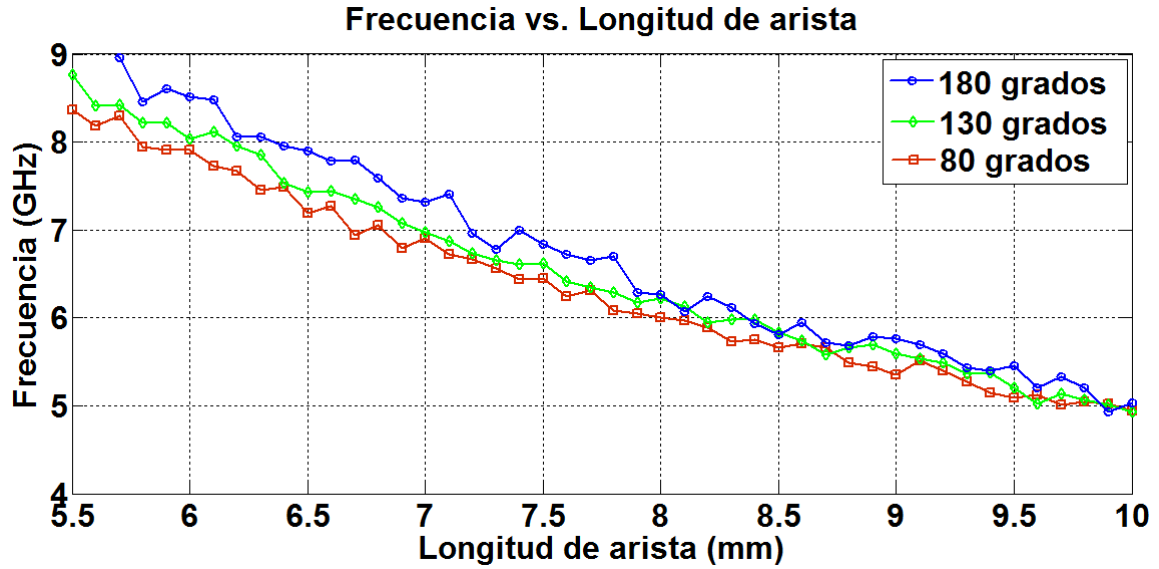


Figura 29 – Curvas de frecuencia vs. Longitud de la arista para diferentes valores de α .

3.4.2 Reducción de área ajustable

Una importante contribución que brinda el resonador propuesto es la posibilidad de reducir el área de la célula unitaria cuando se varía el ángulo α . La Figura 30 muestra el comportamiento del área de la célula unitaria como función de la frecuencia de resonancia, variando la longitud de la arista de la estructura resonante para diferentes valores de α .

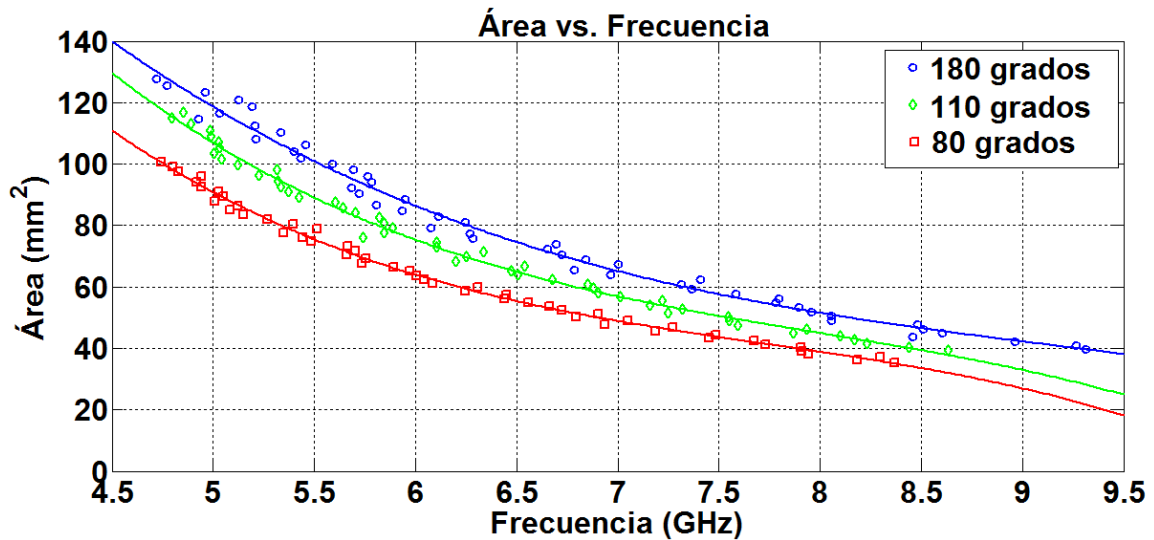


Figura 30 – Área de la célula vs. Frecuencia de resonancia para diferentes valores de α .

Los puntos de cada curva de tendencia se obtuvieron para los mismos valores de α y representan células unitarias con valores particulares de áreas que resuenan en frecuencias específicas. Puede observarse como las curvas de tendencia del resonador propuesto (roja y verde) tienen un comportamiento similar a la curva del clásico resonador cuadrado ($\alpha = 180^\circ$, curva azul), pero con una disminución del área ocupada por sus células.

Tabla 2 – Ejemplos de Miniaturización

Ángulo de esquina α	Frecuencias de Resonancia (GHz)			Área (mm^2)
	5	6.75	8.5	
180°	118.66	69.64	46.57	
110°	105.86	60.62	39.34	
80°	90.85	51.87	33.51	
Primera Miniaturización (%)	10.79	12.95	15.52	
Segunda Miniaturización (%)	23.44	25.52	28.04	

La Figura 30 muestra también que la disminución del área de la célula, causada por la disminución de la arista de la estructura, aumenta la frecuencia de resonancia como era esperado. Las curvas de tendencia de la Figura 30 son polinomios ajustados a los valores de simulación dados por los puntos.

En la Tabla.2 se muestran 3 ejemplos de miniaturización tomados de las curvas de la Figura 30. Para realizar un cálculo de los porcentajes de miniaturización esperados en las células, se utiliza como referencia para cada frecuencia de resonancia el resonador cuadrado ($\alpha = 180^\circ$). En el primer caso ($\alpha = 110^\circ$) se alcanzan valores de reducción mayores que un 10 % y en el segundo caso ($\alpha = 80^\circ$) se alcanzan valores de reducción mayores que un 23 % para todas las frecuencias estudiadas.

3.4.3 Ajuste fino de la sintonización

Otro estudio realizado, muestra la variación de la frecuencia de resonancia de la estructura como función de α , manteniendo constante la longitud de la arista. La Figura 31 muestra los resultados de este análisis, revelando el rol del parámetro α sobre la sintonización de la frecuencia de resonancia. Para tres casos diferentes de longitud de arista, se observa que la frecuencia de resonancia varía muy poco como función de α , disminuyendo su valor a medida que α disminuye.

El comportamiento observado en la Figura 31 se puede explicar analizando la inductancia y la capacidad del resonador propuesto. Estos valores aumentan a medida que α disminuye debido a que las esquinas primarias y secundarias formadas entre los segmentos de longitud l_1 , conllevan a un aumento de la capacidad total y de la inductancia total que tiene el resonador cuadrado clásico (CHANG; HSIEH, 2004). La capacidad C en pF y la inductancia L en nH introducidas por las esquinas están determinadas por las ecuaciones (3.18) y (3.19) respectivamente (KIRSCHNING *et al.*, 1983).

$$C = 0.001h\left(\frac{180 - \theta}{90}\right)\left[(3.393\varepsilon_r + 0.62)\left(\frac{w}{h}\right)^2 + (7.6\varepsilon_r + 3.8)\left(\frac{w}{h}\right)\right] \quad (3.18)$$

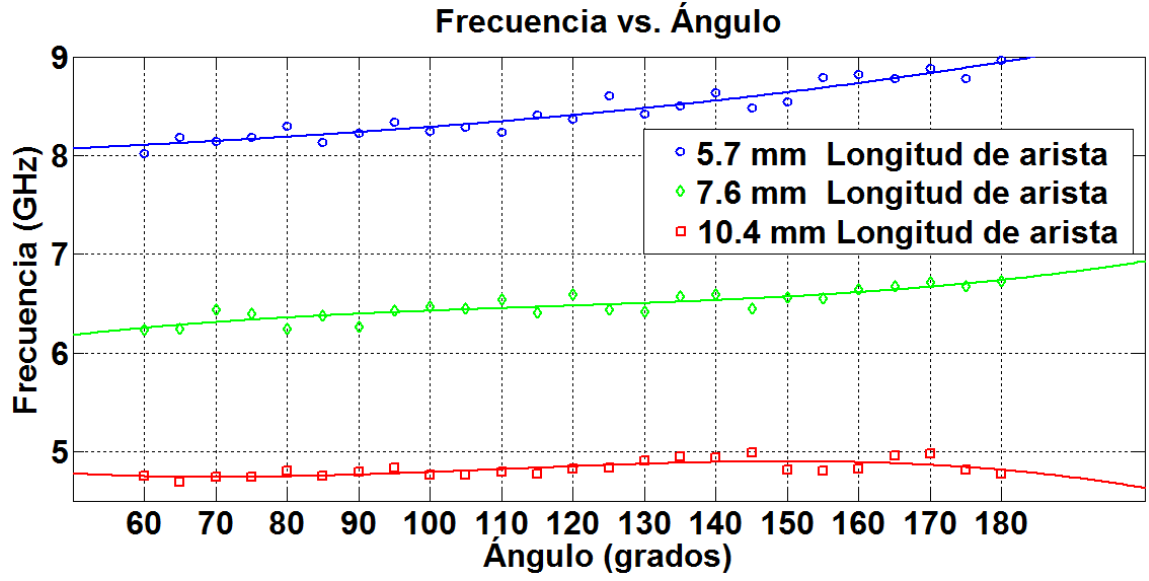


Figura 31 – Frecuencias de resonancia vs. Ángulo α para diferentes valores de longitud de arista.

$$L = 0.44h\left(\frac{180 - \theta}{90}\right)[1 - 1.062e^{-0.177(\frac{w}{h})^{0.947}}] \quad (3.19)$$

Donde h y ε son la altura en mm y la constante dieléctrica del sustrato respectivamente, w es el ancho de la línea, θ es igual a α para el caso de la esquina primaria e igual a

$$\frac{180^\circ + \alpha}{2}$$

para el caso de la esquina secundaria. Note que, cuando el ángulo de la esquina es igual a 180° (caso del resonador cuadrado), los valores de C y L son cero, y a medida que el ángulo disminuye desde 180° , C y L aumentan.

Evaluando las ecuaciones (3.18) y (3.19) con valores de α desde 60° hasta 180° , obtenemos dos conjuntos de valores para el tipo de esquina primaria que llamaremos de $C1$ y $L1$, y dos conjuntos de valores para el tipo de esquina secundaria que llamaremos de $C2$ y $L2$, como se muestra en la Figura 32.

La Figura 32 muestra como C y L aumentan a medida que α disminuye, para ambos tipos de esquinas, aumentando la inductancia total y la capacidad total del resonador.

Si consideramos que L_0 y C_0 son la inductancia y la capacidad del resonador cuadrado y la frecuencia de resonancia es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_0C_0}}$$

, asumiendo que la inductancia y la capacidad introducida por las esquinas es menor comparada con L_0 y C_0 , la nueva frecuencia de resonancia puede expresarse por la ecuación (3.20).

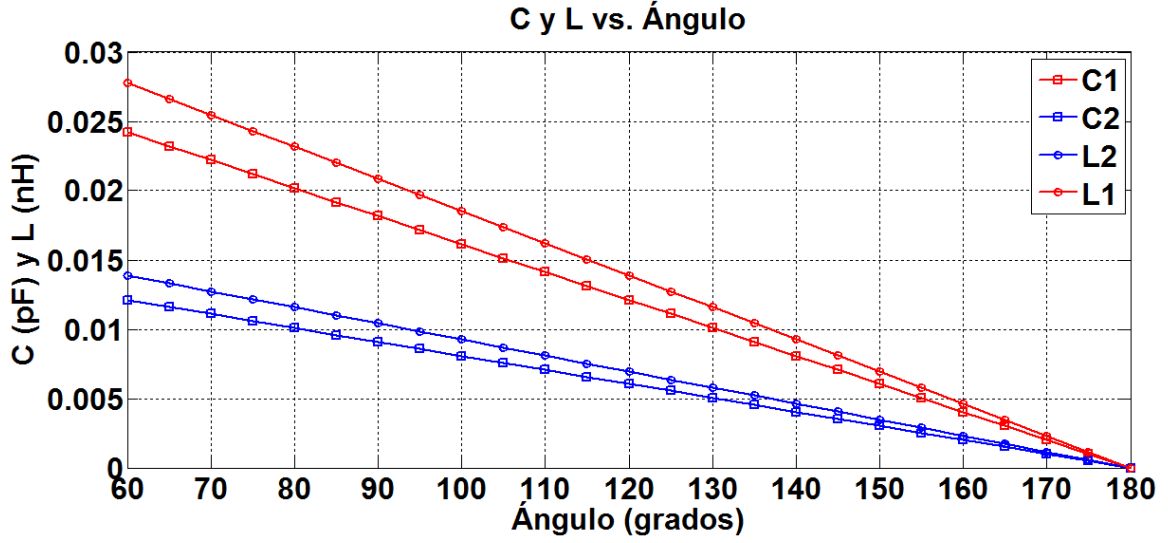


Figura 32 – Valores de $C1$, $L1$, $C2$ y $L2$ vs. Ángulo α .

$$f'_0 = f_0 \left(1 - \frac{1}{2} \left(\frac{\Delta C}{C_0} + \frac{\Delta L}{L_0} \right) \right) \quad (3.20)$$

Las curvas en la Figura 31 muestran un hecho interesante, la frecuencia de resonancia del resonador es casi constante y cuasi independiente del ángulo para los resonadores de mayor longitud de arista, debido al hecho de que los cambios de inductancia y capacidad introducidos por las esquinas primarias y secundarias son despreciables comparados a los valores totales. Esto es muy conveniente porque permite miniaturizar la estructura resonante tanto como lo permitan los límites geométricos de fabricación.

Contrariamente, para resonadores menores el efecto de las esquinas es más notable y como ya fue mostrado, esto produce una reducción más apreciable de la frecuencia de resonancia para menores ángulos, aunque aún es muy pequeño comparado con la variación que sufre cuando está en función de la longitud de la arista para valores fijos de α . Este comportamiento permite usar el ángulo α como una variable para conseguir una sintonía fina, lo que puede ser muy útil cuando se requieren frecuencias de resonancias muy específicas.

3.5 Resultados

Fueron diseñadas y construidas tres células unitarias. Las correspondientes frecuencias de resonancias se obtuvieron por simulación usando el modelo en *HFSS* mostrado en la Figura 33 y en la Figura 34. Las medidas experimentales fueron realizadas usando un *Programmable Network Analyzer (PNA)* Agilent Technologies E8362B acoplado a un sistema de guía de onda modelo WR-112, operando en la banda de frecuencias de 7 GHz

a 10 GHz . En la Figura 35 y en la Figura 36 se puede observar el esquema de medida usado, así como algunas de las muestras construidas y medidas, respectivamente.

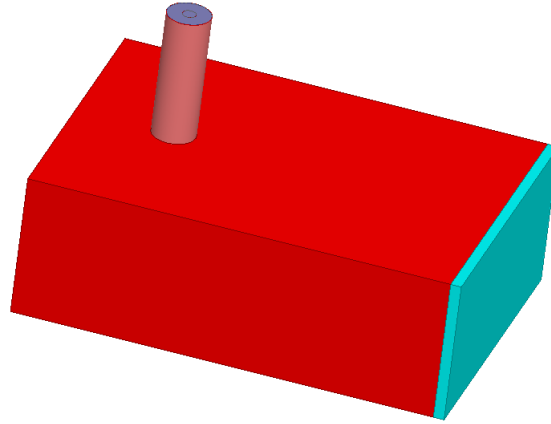


Figura 33 – Vista general del modelo de simulación.

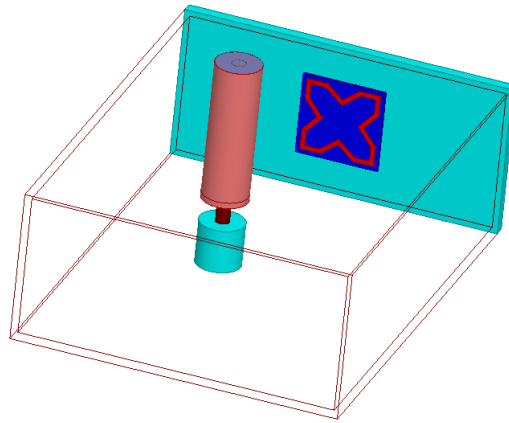


Figura 34 – Vista interior del modelo de simulación.

El primer prototipo medido tiene un ángulo $\alpha=180^\circ$ y una longitud de arista de 6.3 mm , el segundo tiene un ángulo $\alpha=100^\circ$ y una longitud de arista de 6.9 mm y el tercero tiene un ángulo $\alpha=65^\circ$ y una longitud de arista de 7.8 mm . Estos tres resonadores fueron medidos y simulados separadamente, pero en la Figura 37 se muestran las 3 respuestas juntas.

La Figura 37 muestra una gran correspondencia entre las curvas de frecuencias de resonancia simuladas (curvas rojas) y las curvas de frecuencias de resonancia medidas (curvas azules) para los tres prototipos analizados. Los altos niveles de reflexión observados son debido a las bajas pérdidas del sustrato usado y su pequeña espesura. Este sustrato es flexible, y fue escogido inicialmente con la intención de realizar posteriores estudios multifísicos de conformación, por ejemplo, estudiar las respuestas de los dispositivos cuando están colocados sobre superficies curvas.

A continuación en el capítulo 4, presentamos ejemplos de aplicaciones de este resonador en *tags chipless*.

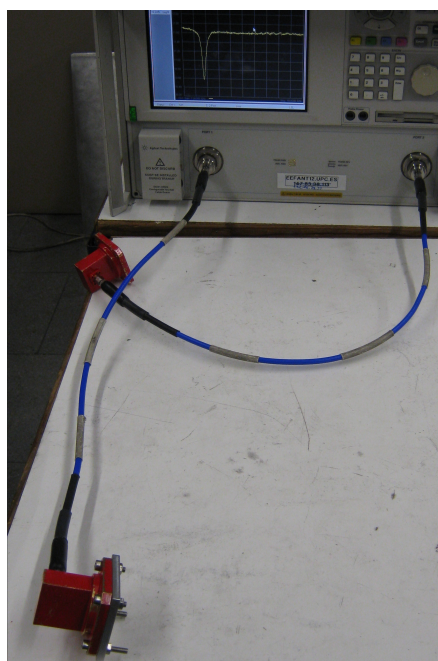


Figura 35 – Set de medición utilizado.



Figura 36 – Algunas de las muestras de resonadores construidas y medidas.

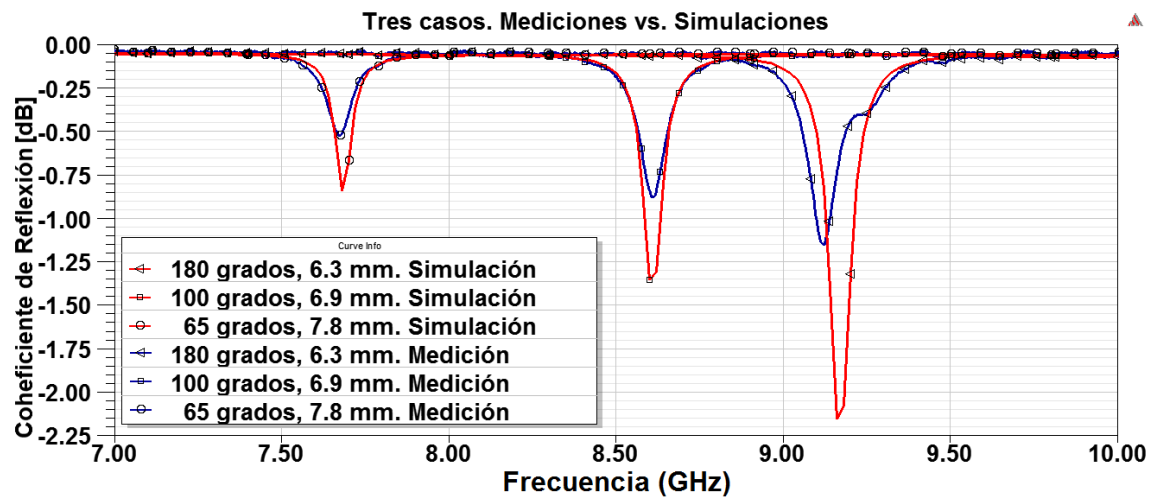


Figura 37 – Curvas de los 3 resonadores medidos vs. Curvas de los 3 resonadores simulados.

4 Aplicaciones del resonador propuesto en *tag chipless*

En este capítulo expondremos la aplicación directa del resonador propuesto en *tags chipless*. Serán mostradas simulaciones y mediciones del resonador sobre una superficie *HIS* y los inicios de un trabajo para utilizarlo sobre tecnología *microstrip*.

4.1 *Tag chipless* con multiresonador *Frequency Selective Surface* en *High Impedance Surface*

Una aplicación directa del resonador propuesto en el capítulo 3, es la posibilidad de utilizarlo en la definición de un *tag chipless* sin antenas que nos permita optimizar el espacio utilizado obteniendo un diseño más simple.

Para esto, es necesario proyectar el *tag* como un arreglo de varias células idénticas, distribuidas con una periodicidad y una regularidad determinadas. Este arreglo va a responder como un conjunto en las mismas frecuencias para las cuales se proyectó la célula independiente. Más, a medida que el arreglo sea mayor, los niveles del coeficiente de reflexión serán mayores y el *tag chipless* va poder ser leído por una estación lectora a mayores distancias. Un ejemplo de un arreglo similar se muestra en la Figura 38.

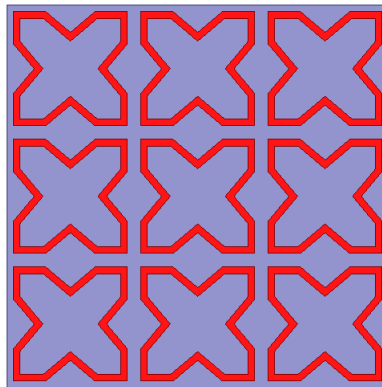


Figura 38 – Arreglo de 3x3 células con el resonador propuesto.

Sin embargo, como ya fue tratado en la fundamentación teórica, los *tags chipless* de *RFID* basan su funcionamiento en el almacenamiento de la información en resonadores, y cada resonador, por lo general, representa 1 *bit* de información, por tanto el arreglo de la Figura 38 no es práctico a la hora de querer almacenar información, dado que solo cuenta con 1 *bit*.

Una consecuencia lógica aplicable a nuestro resonador propuesto, es la presentada en (COSTA *et al.*, 2013a) donde se muestra la posibilidad de reutilizar el espacio que ocupa un resonador, incorporando resonadores menores en su interior, formando así lo que se llamaría de multiresonador, como muestra la Figura 39.

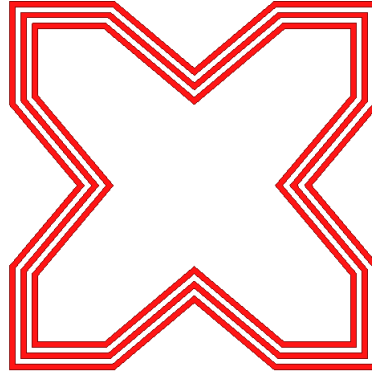


Figura 39 – Multiresonador de 3 resonadores con el resonador propuesto.

Este multiresonador presentará un comportamiento semejante al resonador propuesto. Los resonadores más internos tendrán respuestas en frecuencias mayores a los resonadores más externos, debido a que el perímetro de ellos es menor y la frecuencia de resonancia es fuertemente dependiente de este perímetro como fue mostrado en el capítulo 3.

De esta forma, construyendo arreglos con nuestro multiresonador, obtendríamos *tags chipless* sin antenas, bien compactos y funcionales. A continuación mostraremos algunos ejemplos de estos *tags* contruídos, simulados y medidos. Los casos medidos y simulados fueron limitados a arreglos de 3x1, debido a que las dimensiones de la guía de onda donde los mediríamos no permitían colocar arreglos mayores.

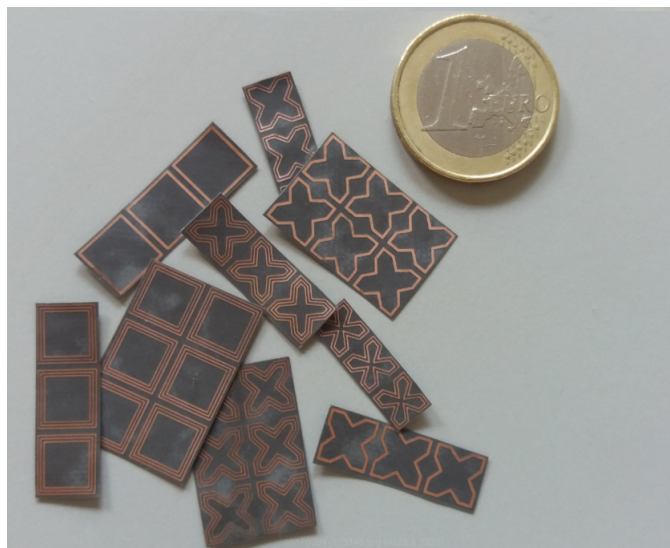


Figura 40 – Algunos ejemplos de arreglos de multiresonadores contruídos.

La Figura 40 muestra varios de los arreglos de multiresonadores construidos.

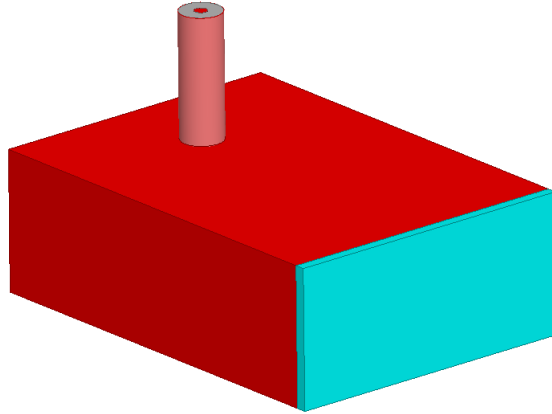


Figura 41 – Vista general del modelo de simulación utilizado.

La Figura 41 y la Figura 42 muestran el set de simulación utilizado para simular tres arreglos de 3x1 células.

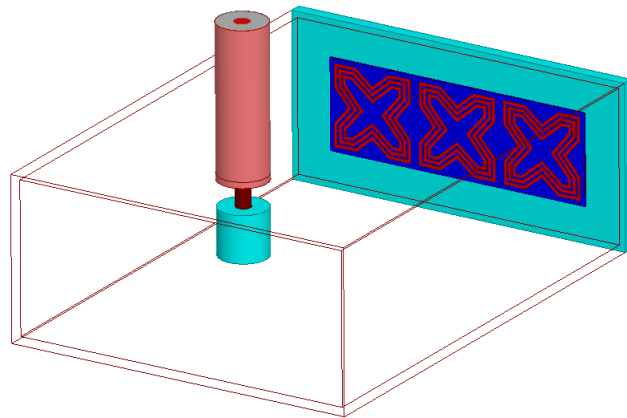


Figura 42 – Vista interior del modelo de simulación utilizado.

El primer caso de *tag* simulado y medido tiene dos resonadores con ángulos $\alpha = 65^\circ$ como muestra la Figura 43.

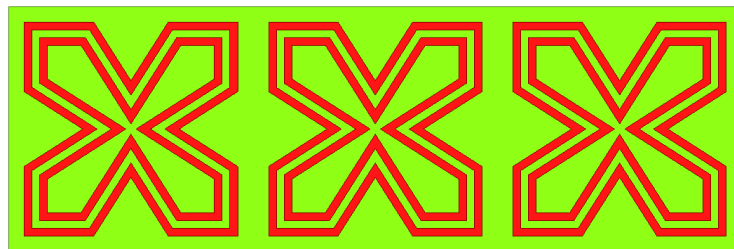


Figura 43 – Primer caso de *tag* simulado y medido.

Una comparación entre las respuestas simulada y medida de este dispositivo podemos observarla en la Figura 44.

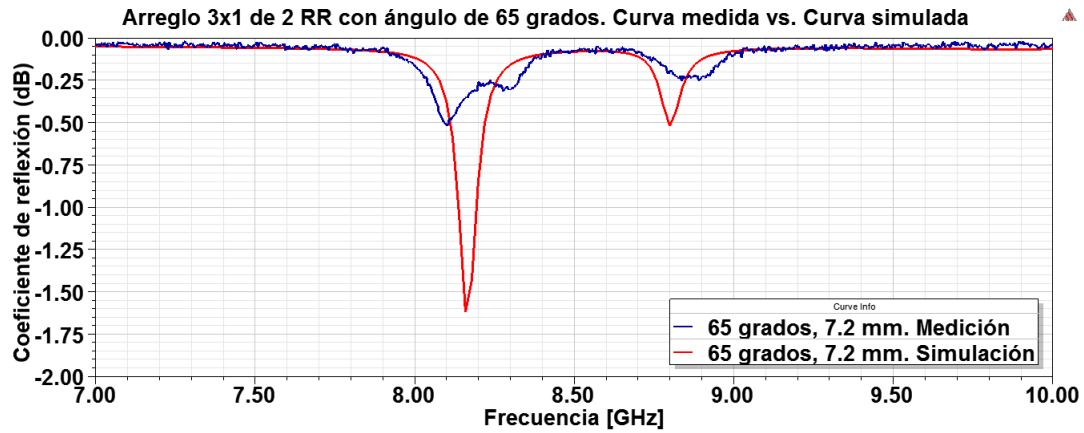


Figura 44 – Curvas de un *tag* de 2 *bits* con un ángulo $\alpha = 65^\circ$. Medidas vs. Simuladas.

El segundo caso de *tag* simulado y medido tiene dos resonadores con ángulos $\alpha = 100^\circ$ como muestra la Figura 45.

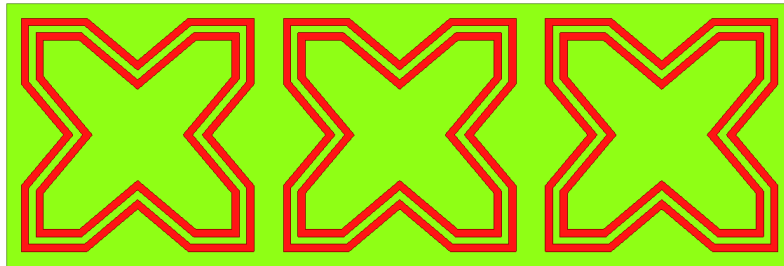


Figura 45 – Segundo caso de *tag* simulado y medido.

La comparación entre las respuestas simulada y medida del dispositivo podemos observarla en la Figura 46.

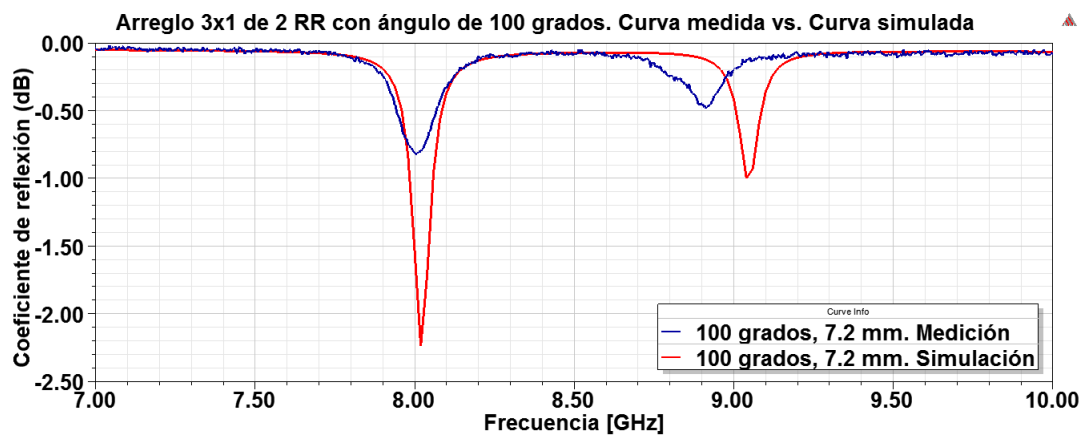


Figura 46 – Curvas de un *tag* de 2 *bits* con un ángulo $\alpha = 100^\circ$. Medidas vs. Simuladas.

Y el tercer caso de *tag* simulado y medido tiene tres resonadores con ángulos $\alpha = 100^\circ$ como muestra la Figura 47.

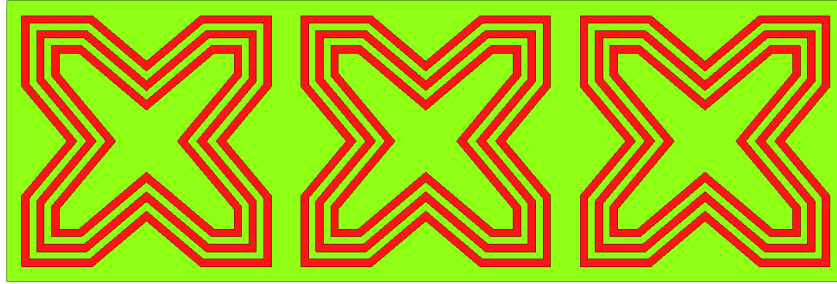


Figura 47 – Tercer caso de *tag* simulado y medido.

La comparación entre las respuestas simulada y medida del dispositivo podemos observarla en la Figura 48.

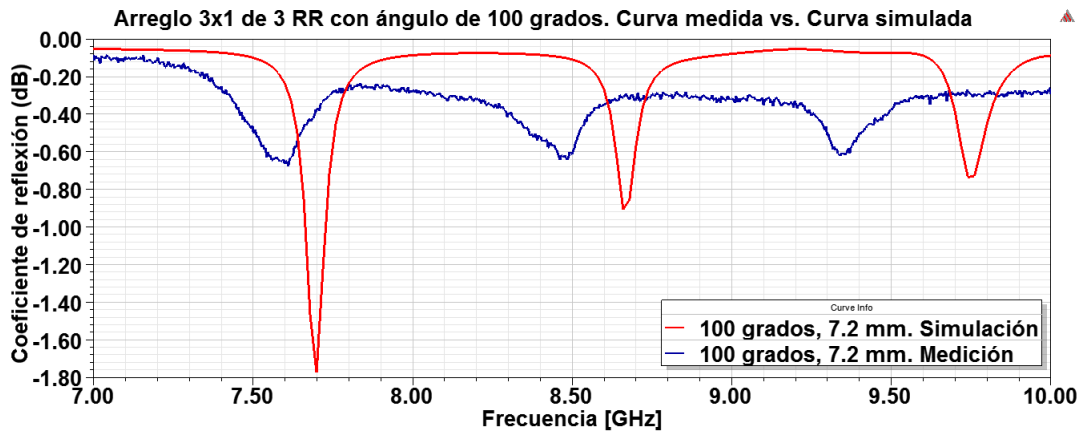


Figura 48 – Curvas de un *tag* de 3 *bits* con un ángulo $\alpha = 100^\circ$. Medidas vs. Simuladas.

Se puede observar que para todos los casos anteriores existe un alto grado de correspondencia entre las curvas obtenidas por simulación y las curvas obtenidas de las mediciones realizadas.

4.2 *Tag chipless* con multiresonadores *Frequency Selective Surface* en *microstrip*

A pesar de que el tipo de *tag* anterior tiene la ventaja de no tener antenas, está restringido solo al número de resonadores que sea posible anidar en un mismo espacio. Esto, dependiendo de la banda de frecuencia en la que queramos trabajar, puede limitar el número de resonadores y consecuentemente el número de *bits*. Al mismo tiempo, mientras más resonadores se aniden, más acoplamientos existen y se vuelve más difícil proyectar un *tag* adecuado.

Por esto, pensamos en la posibilidad de utilizar nuestro resonador en forma de multiresonadores sobre un circuito *microstrip*, utilizando la configuración convencional propuesta por Preradovic y que mostramos en el capítulo 1. Esto nos trae la ventaja de que no tenemos limitaciones en cuanto al número de *bits* que podemos construir. Al mismo tiempo, usar nuestro resonador como un multiresonador (varios resonadores anidados) trae la ventaja de reutilizar el espacio y aumentar el número *bits*.

Este trabajo se encuentra en estado inicial, más presentamos algunos de los primeros resultados, para mostrar la potencialidad de nuestro resonador en varios formatos de aplicación.

La Figura 49 y la Figura 50 muestran nuestro multiresonador en un circuito *microstrip* inicialmente solo con 2 *bits*.

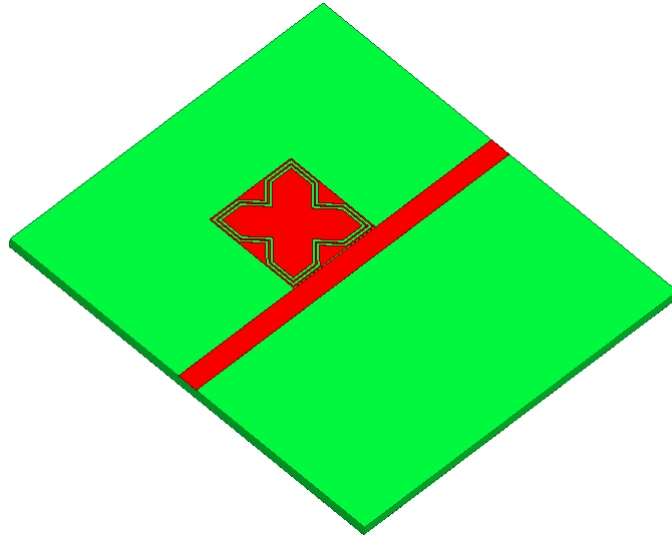


Figura 49 – Vista en perspectiva de un multiresonador de 2 *bits* sobre un circuito *microstrip*.

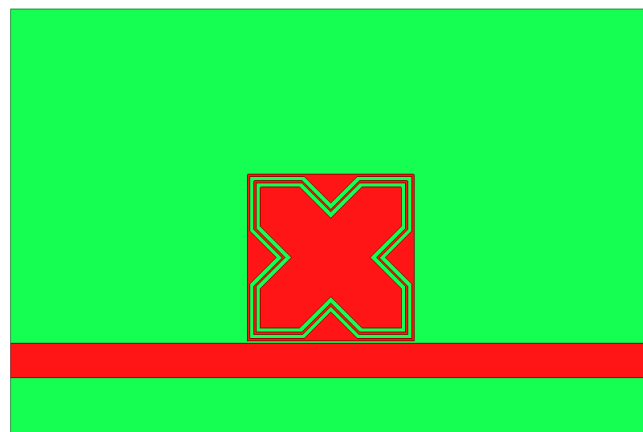


Figura 50 – Vista superior de un multiresonador de 2 *bits* sobre un circuito *microstrip*.

La Figura 51 muestra el comportamiento de la pérdida de inserción de nuestro multiresonador en magnitud y fase. En estas curvas se pueden observar las dos resonancias deseadas representando 2 *bits*.

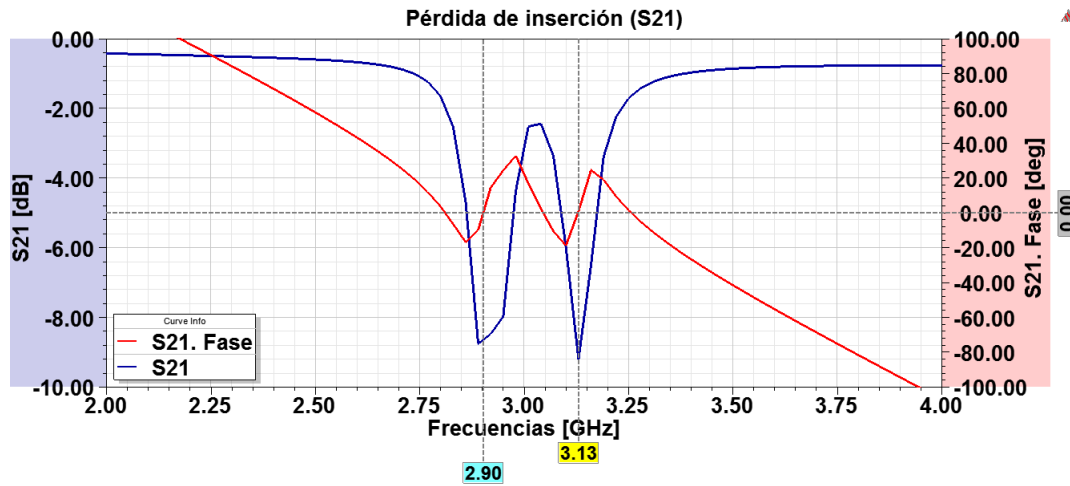


Figura 51 – Pérdida de inserción de nuestro multiresonador sobre un circuito *microstrip* en magnitud y fase.

Los trabajos alrededor de esta idea continuarán desarrollándose hasta obtener una publicación.

5 Análisis multifísico

En este capítulo presentamos un estudio multifísico, que a pesar de no haber sido realizado sobre un *tag chipeless*, sirve para mostrar como deben ser realizados estudios similares para avanzar en el proyecto de sensores de *tags chipeless* como ya fue argumentado en el capítulo 1. Este estudio evidencia los mismos efectos de variación de la constante dieléctrica en que se basaría un sensor de *tag chipeless*, debidos en este caso a cambios en la temperatura del dispositivo.

5.1 Materiales y métodos

Fue diseñado un filtro pasabanda de Chebyshev para operar en una variedad de sistemas de alta potencia. La estructura física del filtro se muestra en la Figura 52 y la Figura 53. La Figura 52 muestra el filtro encapsulado en una caja de cobre y la Figura 53 muestra la estructura interna del filtro, donde se puede apreciar que este está construido con dos tipos de sustratos. Para el proceso de diseño fue utilizado el software *HFSS* 15.0 de la ANSYS.

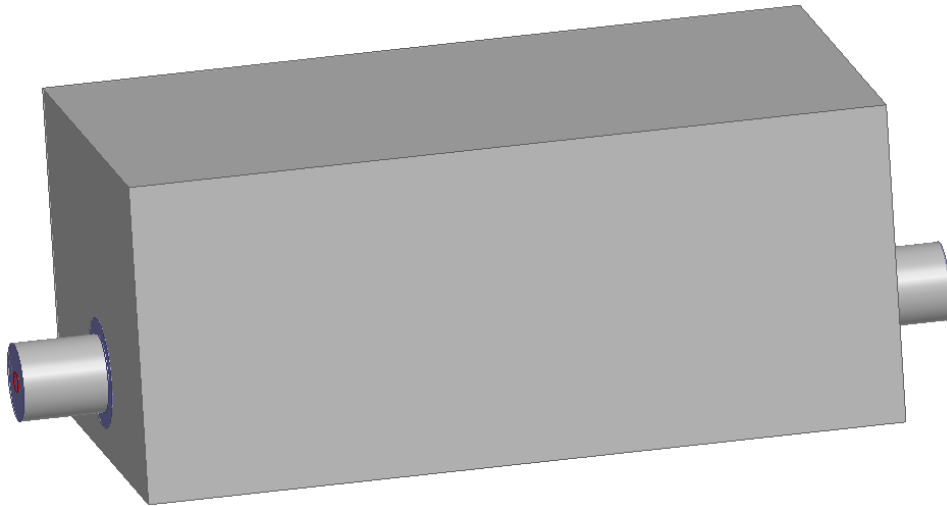


Figura 52 – Filtro encapsulado en una caja de cobre.

Los materiales usados para construir el filtro se muestran en la Tabla 3 (FINK; BEATY, 1987). El filtro es usado con potencia inicial de 200 W y 50 Ω , operando a temperatura ambiente de 22°C (condición estándar de operación) y su comportamiento es analizado en términos de la pérdida de retorno S_{11} y de la pérdida de inserción S_{21} como se muestra en la Figura 54. Note el excelente comportamiento del filtro sobre un amplio rango de frecuencias en la escala de gigahertz. Las frecuencias fueron normalizadas

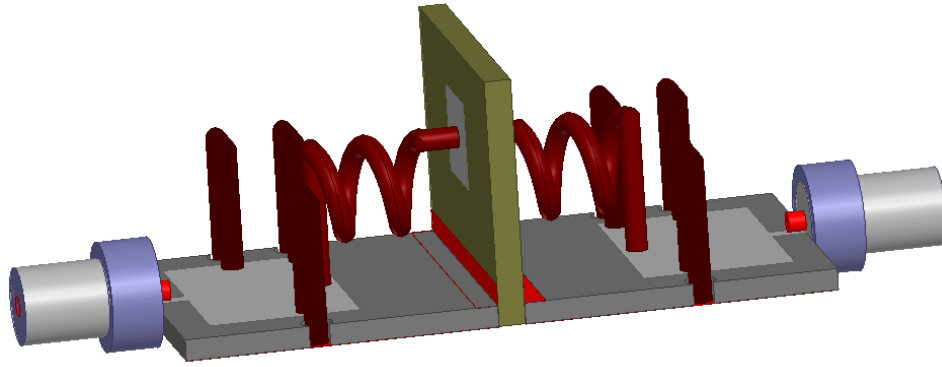


Figura 53 – Estructura interna del filtro.

Tabla 3 – Materiales usados en el filtro.

Materiales	Propiedades de los Materiales			
	Constante Dieléctrica	Tangente de Perdida	Coefficiente Térmico de ϵ_r (ppm/°C)	Conductividad Térmica (W/mK)
Arlon AD100	10.2	0.0023	-380	0.81
Arlon DiClad 880	2.2	0.0009	-160	0.261
Teflon	2.1	0.001	-	0.00091
Silver	-	-	-	1.565
Cooper	-	-	-	1.459

a la frecuencia de trabajo. Esta respuesta sirve como referencia para los análisis que se realizarán posteriormente. El sistema en el que se usa el filtro, opera en régimen de pulso con un ciclo de trabajo de 33.3 %, por tanto, los niveles de potencia considerados son medios.

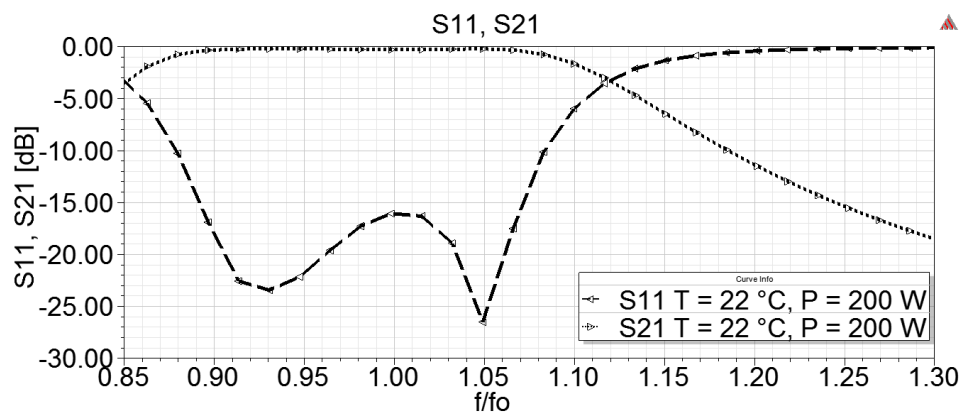


Figura 54 – Respuesta electromagnética del filtro para una potencia de operación de 200 W y una temperatura ambiente de 22°C.

Para analizar los efectos que los altos niveles de potencia de operación y las tempe-

raturas ambientes extremas, tienen sobre el filtro, fueron realizadas múltiples simulaciones multifísicas usando el software ANSYS Workbench en su versión 14.5 (ANSYS, INC.,). Fue definida una estrategia de simulación en la cual el simulador electromagnético se conecta al sistema de simulación térmica (SABBAGH, 2011), (RODRÍGUEZ *et al.*, 2016) en el paquete multifísico. En esta estrategia, la solución electromagnética es pasada al sistema de simulación térmica, el cual provee la distribución de temperatura a través del dispositivo. Luego se retornan los resultados al simulador electromagnético para un recálculo del comportamiento electromagnético del filtro. La distribución de temperatura cambia los valores de la constante dieléctrica, la cual luego es realimentada en el simulador electromagnético para dar una nueva solución de la respuesta del filtro. Este proceso es repetido hasta que se converge a un criterio de parada establecido, como muestra la Figura 55.

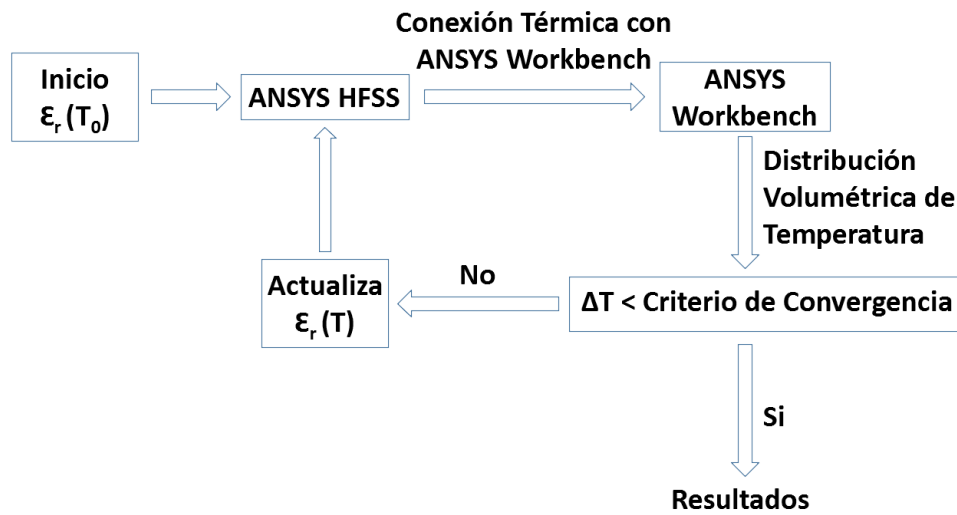


Figura 55 – Estrategia de simulación.

En el experimento fueron tomados en cuenta los mecanismos de transferencia de calor por conductividad en los componentes metálicos y dieléctricos del filtro así como la transferencia de calor por convección natural entre las superficies planas del filtro y el aire alrededor. Fue utilizado un coeficiente de convección natural del aire igual a $10 \text{ W/m}^2\text{°C}$. Para estudiar el comportamiento del filtro a diferentes temperaturas, fueron realizados experimentos con temperaturas ambientes de -5 , 22 y 44 °C y potencias aplicadas de 200 , 400 y 600 W .

Dos tipos de análisis fueron realizados. En el primero, la temperatura ambiente se mantuvo constante y se varió la potencia de RF aplicada al filtro. En el segundo análisis, la potencia aplicada se mantuvo constante y se varió la temperatura ambiente. La constante dieléctrica del substrato usado en el filtro está dada por la ecuación (5.1) (SABBAGH,

2011).

$$\varepsilon_r(T) = \varepsilon_r(T_0)[1 + C_1(T - T_0) + C_2(T - T_0)^2] \quad (5.1)$$

Donde $\varepsilon_r(T)$ es la constante dieléctrica del sustrato, $\varepsilon_r(T_0)$ es la constante dieléctrica en temperatura ambiente, T_0 es la temperatura ambiente, T la temperatura del circuito y C_1 y C_2 los coeficientes de expansión térmica lineal y cuadrático respectivamente. El coeficiente de expansión térmica lineal C_1 corresponde a los valores para Coeficiente Térmico de ε_r en la Tabla 3. Si el análisis se restringe al caso lineal, entonces $C_2 = 0$ en la ecuación (5.1). La Figura 56 muestra la relación entre la potencia de entrada y la constante dieléctrica de los sustratos Arlon AD 1000 y Arlon DiClad 880, mostrando como la constante dieléctrica de los sustratos decrece debido al hecho de que, para ambos casos, los coeficientes de expansión térmica lineal C_1 son negativos.

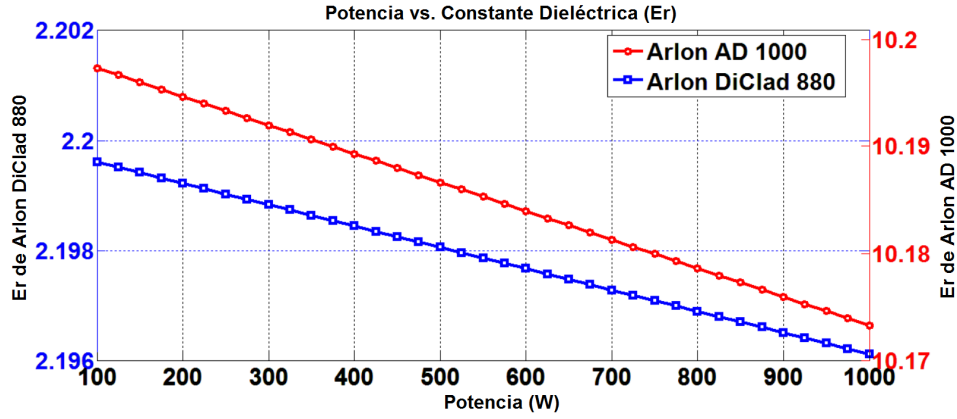


Figura 56 – Relación entre la potencia de entrada y la constante dieléctrica de los sustratos Arlon AD 1000 y Arlon DiClad 880.

La Figura 57 y la Figura 58 muestran la distribución de temperatura a través del dispositivo cuando se aplica una potencia de trabajo de 200 W al filtro en un ambiente cuya temperatura se mantiene constante en 22 °C (condiciones de operación estándar).

Como la temperatura máxima alcanzada es 24.2 °C, tenemos un gradiente de temperatura de 2.2 °C. La resolución del gradiente de temperatura responde a un sistema lineal de derivadas parciales (siempre y cuando los efectos de la radiación infrarroja sean insignificantes). Después de determinar la respuesta térmica del dispositivo a cualquier temperatura ambiente y para una potencia aplicada constante, la máxima temperatura alcanzada para cualquier otra temperatura ambiente, se puede obtener de la ecuación (5.2).

$$T_{MAX} = T_{AMB} + T_G \quad (5.2)$$

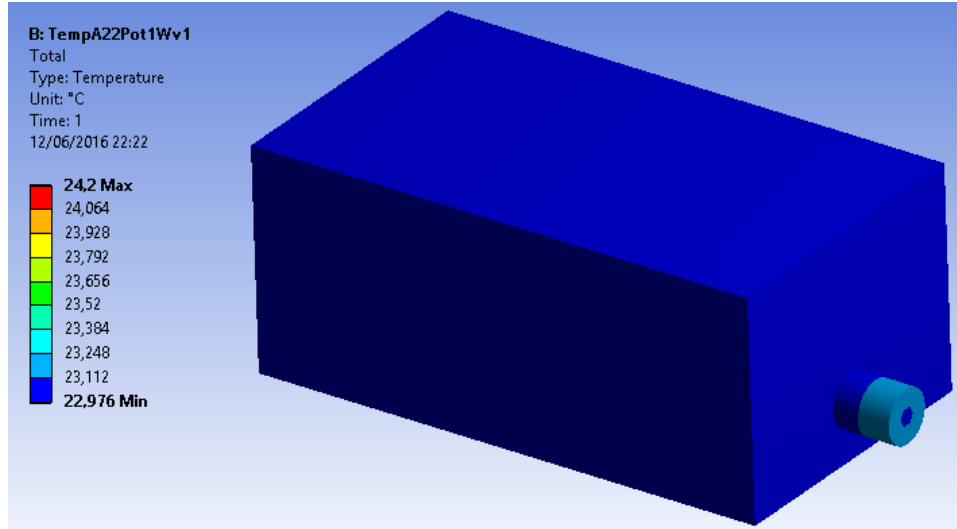


Figura 57 – Distribución de la temperatura en la caja del filtro.

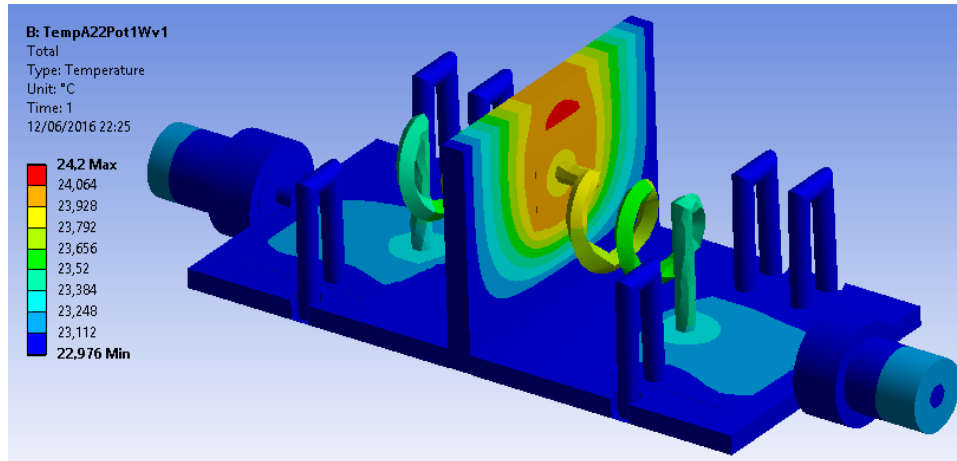


Figura 58 – Distribución de la temperatura en el interior del filtro.

Donde T_{MAX} y T_{AMB} son la temperatura máxima alcanzada y la temperatura ambiente, respectivamente, y T_G es el gradiente de temperatura. De esta forma, para una temperatura máxima del dispositivo de $100\text{ }^{\circ}\text{C}$, el filtro propuesto puede soportar varios kilowatts de potencia media aplicada. Probablemente, otros efectos tales como descargas de corona pueden limitar la manipulación de potencia del dispositivo para ciertos niveles de potencia. La Figura 57 muestra que la caja del filtro tiene una temperatura de $22.976\text{ }^{\circ}\text{C}$ (mínima), la cual es prácticamente la temperatura ambiente.

5.2 Resultados y discusión

La Figura 59 muestra la respuesta electromagnética del filtro para una temperatura constante de $-5\text{ }^{\circ}\text{C}$ y una potencia de operación de 200, 400 y 600 W.

La Figura 60 muestra la región 1 de la Figura 59 ampliada. Note que existe un

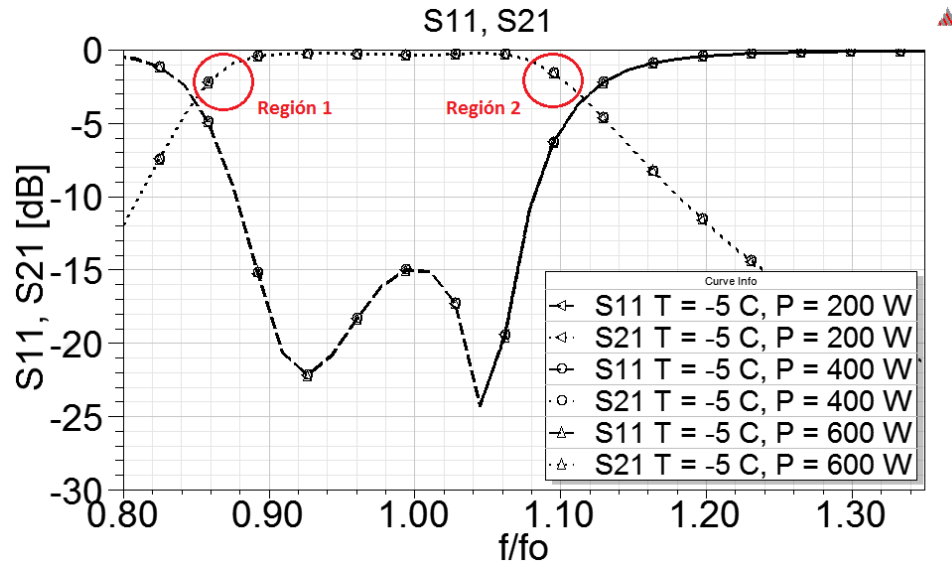


Figura 59 – Respuesta del filtro para una potencia de RF de 200, 400 y 600 W y una temperatura ambiente constante de $-5\text{ }^{\circ}C$.

offset de frecuencia en la respuesta S_{21} en el inicio de la banda, que varía con la potencia de RF aplicada. Para una atenuación fija de $S_{21} = -3\text{ dB}$, las frecuencias normalizadas correspondientes al inicio de la banda de paso son 0.8526, 0.8527 y 0.8528 para potencias aplicadas de 200, 400 y 600 W respectivamente y una temperatura constante de $-5\text{ }^{\circ}C$.

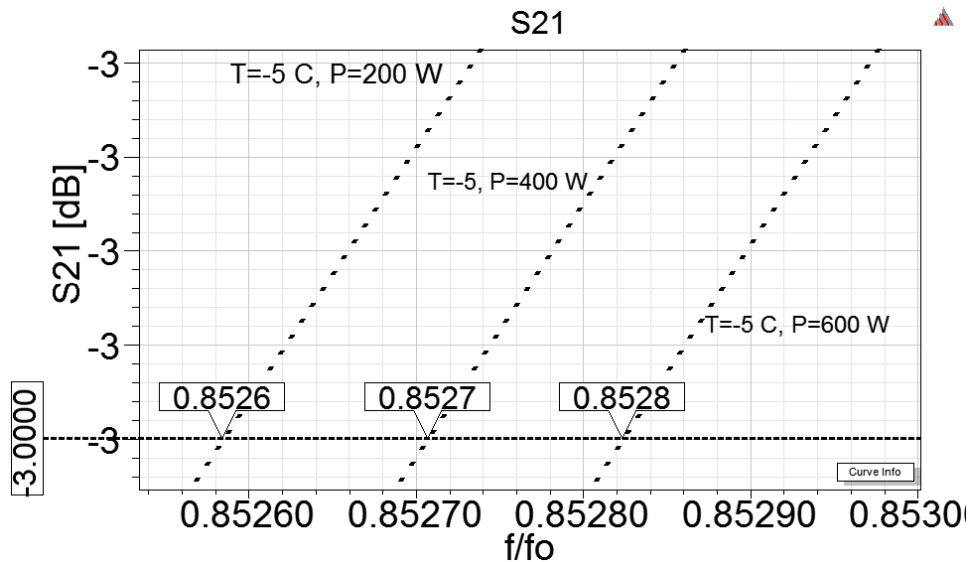


Figura 60 – Vista ampliada de la Región 1 de la Figura 59. Las tres líneas punteadas muestran la respuesta S_{21} del filtro para potencias aplicadas de 200, 400 y 600 W a una temperatura ambiente constante de $-5\text{ }^{\circ}C$.

La Figura 60 muestra *offsets* de frecuencia en los extremos de la banda de trabajo del filtro. Esto se debe a que, como muestra la ecuación (5.3), la longitud de onda es una función de la constante dieléctrica, la cual cambia con temperatura. Una situación similar

ocurre en la región 2 de la Figura 59.

$$\lambda_g = \frac{\lambda_0}{\sqrt{\varepsilon_r}} \quad (5.3)$$

Donde λ_g es la longitud de onda en la guía, λ_0 es la longitud de onda en el espacio libre y ε_r la constante dieléctrica del sustrato. A pesar de que los resultados anteriores son extremadamente interesantes, en muchos casos se opera con una potencia constante predefinida, en cuyos casos, cualquier variación en la constante dieléctrica está principalmente determinada por variaciones en la temperatura ambiente. Así, simularemos una situación en la cual se opera con una potencia constante bajo condiciones de temperaturas ambiente extremas. La Figura 61 muestra la respuesta del filtro para una potencia constante de 600 W y temperaturas ambiente de -5 , 22 y 44 °C. Bajo estas condiciones, los corrimientos de frecuencia en las gráficas de pérdida de retorno S_{11} y pérdida de inserción S_{21} son más apreciables que en la Figura 59.

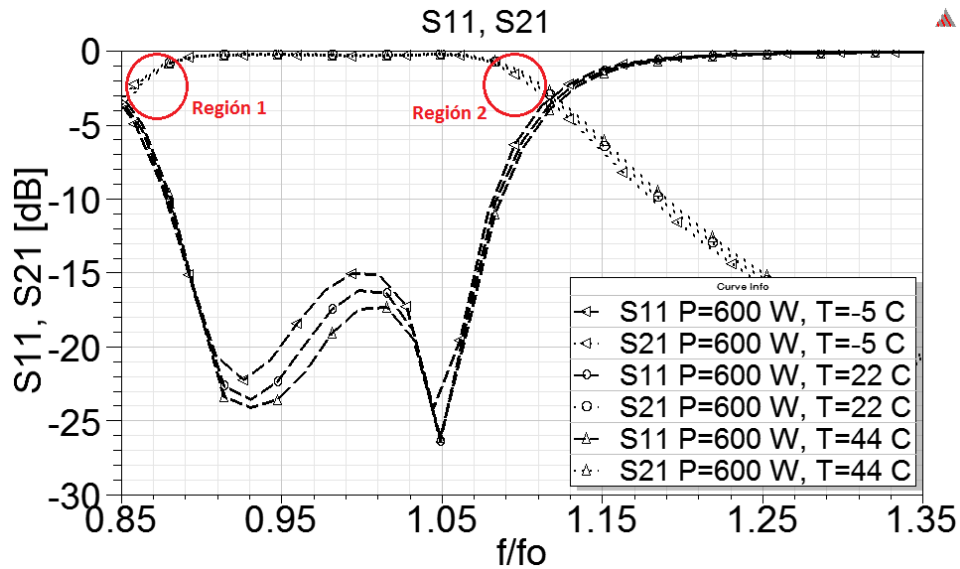


Figura 61 – Respuesta del filtro para temperaturas ambiente de -5 , 22 y 44 °C y una potencia constante de 600 W.

La Figura 62 muestra una ampliación de la región 1 de la Figura 61. Note que existe un *offset* de frecuencia en la respuesta S_{21} en el inicio de la banda de paso que varía con la temperatura ambiente. Para una atenuación fija de $S_{21} = -3$ dB y una escala en GHz, las frecuencias normalizadas correspondientes al inicio de la banda de paso son: 0.8528, 0.8552 y 0.8569 para temperaturas ambientes de -5 , 22 y 44 °C respectivamente, y una potencia aplicada constante de 600 W. Cuando la temperatura disminuye a -5 °C, los desplazamientos en la respuesta del filtro son mayores que 2 MHz para la izquierda, mientras que para un incremento en la temperatura para 44 °C, el desplazamiento es para la derecha y aproximadamente en el mismo orden de magnitud. Una situación similar ocurre en la región 2 de la Figura 61.

dieléctrica. Esta sería la idea básica para la concepción de sensores de temperatura con *tags chipless*, razón por la cual este estudio multifísico fue incluido en este trabajo.

Conclusiones y Trabajos Futuros

Conclusiones

En este trabajo, fue presentado un nuevo resonador de tipo *loop* para ser utilizado en superficies *FSS*. El resonador propuesto presenta ventajas sobre el resonador cuadrado clásico tipo *loop*, debido a que utiliza un fractal de Koch de primer orden con particularidades geométricas que nos permiten ajustar su área y consecuentemente miniaturizarlo repetidas veces, afectando mínimamente la frecuencia de resonancia para la que fue proyectado inicialmente.

Una importante contribución de este trabajo fue el hecho de extender la capacidad miniaturizadora del primer orden del fractal de Koch. Este aumento del grado de miniaturización fue posible utilizando como variable el ángulo del fractal, recurso nunca antes explorado con estos objetivos.

La contribución anterior tiene implícita una ventaja adicional sobre la idea generalmente utilizada de conseguir mayor miniaturización aumentando el grado del fractal. En muchos casos, el proyecto de dispositivos de radiofrecuencia con fractales de orden superiores se inviabiliza en la práctica debido a limitaciones constructivas. De esta manera, cobra mucha importancia aumentar la capacidad miniaturizadora del primer orden, como se presenta en este trabajo.

Es importante destacar que el proyecto de familias de fractales de Koch de primer orden para diferentes valores de ángulos, fue posible gracias a la concepción de un *script* en Python que automatiza el diseño de las geometrías.

Los ejemplos presentados muestran la posibilidad de obtener reducciones en el área de alrededor de 25 % o más, tomando como referencia el resonador cuadrado y manteniendo un comportamiento similar en frecuencia.

El proceso de miniaturización puede ser aplicado tanto como lo permitan las restricciones de fabricación. Otra ventaja obtenida de la variación del ángulo es que el nuevo resonador permite mayores niveles de resolución en la sintonización de la frecuencia de resonancia.

Fueron obtenidos grandes niveles de similitud entre los resultados simulados y los resultados medidos.

Finalmente, el análisis multifísico mostrado para el caso de un filtro evidencio las potencialidades de este tipo de estudio que es perfectamente extensible al proyecto y desarrollo de sensores de *tags chipless* de *RFID*.

Trabajos Futuros

Como trabajos futuros, pretendemos continuar el desarrollo de un nuevo *tag* siguiendo los resultados preliminares presentados en el epígrafe 5.2 del capítulo 5.

Además, pretendemos aplicar la técnica de miniaturización presentada para este resonador, utilizando el fractal de Koch de primer orden, en una rectena de la cual ya fue sometido a publicación un artículo inicial.

Referencias

- ACTIVAID. *Original text*. 2015. Disponível em: <<http://www.rfid.ind.br/o-que-e-rfid.WHLAFn25aT8>>. Citado 4 vezes nas páginas xiii, 19, 20 y 21.
- ADDISON, P. *Fractals and Chaos: An illustrated course*. [S.l.]: Taylor & Francis, 1997. ISBN 9780849384431. Citado na página 53.
- AMIN, E. M.; BHUIYAN, M. S.; KARMAKAR, N. C.; WINTHER-JENSEN, B. Development of a low cost printable chipless rfid humidity sensor. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 14, n. 1, p. 140–149, 2014. Citado 2 vezes nas páginas x y 31.
- AMIN, E. M.; KARMAKAR, N. Development of a chipless rfid temperature sensor using cascaded spiral resonators. In: IEEE. *Sensors, 2011 IEEE*. [S.l.], 2011. p. 554–557. Citado na página 31.
- AMIN, E. M.; KARMAKAR, N.; PRERADOVIC, S. Towards an intelligent em barcode. In: IEEE. *Electrical & Computer Engineering (ICECE), 2012 7th International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 826–829. Citado na página 31.
- AMIN, E. M.; KARMAKAR, N. C. Development of a low cost printable humidity sensor for chipless rfid technology. In: IEEE. *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 165–170. Citado na página 31.
- AMIN, E. M.; SAHA, J. K.; KARMAKAR, N. C. Smart sensing materials for low-cost chipless rfid sensor. *IEEE Sensors Journal*, IEEE, v. 14, n. 7, p. 2198–2207, 2014. Citado na página 31.
- AMPLIO. *Amplio Your Business First! | Produtos Amplio*. 2015. Disponível em: <http://www.amplio.com.br/rfid/casos_de_uso>. Citado 2 vezes nas páginas x y 19.
- ANSYS, INC. Disponível em: <<http://www.ansys.com/>>. Citado 2 vezes nas páginas 31 y 79.
- ARNAUD, J.; PELOW, F. Resonant-grid quasi-optical diplexers. *The Bell System Technical Journal*, Alcatel-Lucent, v. 54, n. 2, p. 263–283, 1975. Citado na página 39.
- BALBIN, I.; KARMAKAR, N. C. Phase-encoded chipless rfid transponder for large-scale low-cost applications. *IEEE microwave and wireless components letters*, IEEE, v. 19, n. 8, p. 509–511, 2009. Citado na página 24.
- BALIARDA, C. P.; ROMEU, J.; CARDAMA, A. The koch monopole: a small fractal antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 48, n. 11, p. 1773–1781, Nov 2000. ISSN 0018-926X. Citado na página 29.
- BHUIYAN, M. S.; AZAD, A.; KARMAKAR, N. Dual-band modified complementary split ring resonator (mcsrr) based multi-resonator circuit for chipless rfid tag. In: IEEE. *Intelligent Sensors, Sensor Networks and Information Processing, 2013 IEEE Eighth International Conference on*. [S.l.], 2013. p. 277–281. Citado na página 27.

- BULST, W.-E.; FISCHERAUER, G.; REINDL, L. State of the art in wireless sensing with surface acoustic waves. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 48, n. 2, p. 265–271, 2001. Citado na página 23.
- CAPOLINO, F. *Theory and Phenomena of Metamaterials*. CRC Press, 2009. (Metamaterials Handbook). ISBN 9781420054262. Disponível em: <<https://books.google.it/books?id=0PMnYo8hva8C>>. Citado 11 vezes nas páginas x, xi, 36, 40, 41, 42, 43, 44, 45, 46 y 47.
- CHANG, K.; HSIEH, L. *Microwave Ring Circuits and Related Structures*. [S.l.]: Wiley, 2004. (Wiley Series in Microwave and Optical Engineering). ISBN 9780471444749. Citado na página 64.
- CHEN, C.-C. Transmission of microwave through perforated flat plates of finite thickness. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 21, n. 1, p. 1–6, 1973. Citado na página 39.
- COLLIN, R. *Field Theory of Guided Waves*. IEEE Press, 1991. (IEEE/OUP series on electromagnetic wave theory). ISBN 9780198592136. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=7DZ9KwAACAAJ>>. Citado 3 vezes nas páginas 41, 42 y 44.
- COMSOL INC. Disponível em: <<https://www.comsol.com/>>. Citado na página 31.
- COSTA, F.; GENOVESI, S.; MONORCHIO, A. On the bandwidth of high-impedance frequency selective surfaces. *IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*, IEEE, v. 8, p. 1341–1344, 2009. Citado na página 29.
- COSTA, F.; GENOVESI, S.; MONORCHIO, A. A chipless rfid based on multiresonant high-impedance surfaces. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, v. 61, n. 1, p. 146–153, Jan 2013. ISSN 0018-9480. Citado 13 vezes nas páginas xi, 23, 24, 25, 27, 28, 48, 49, 50, 51, 52, 56 y 71.
- COSTA, F.; GENOVESI, S.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. A circuit-based model for the interpretation of perfect metamaterial absorbers. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 61, n. 3, p. 1201–1209, 2013. Citado na página 49.
- COSTA, F.; MONORCHIO, A. Closed-form analysis of reflection losses in microstrip reflectarray antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 60, n. 10, p. 4650–4660, Oct 2012. ISSN 0018-926X. Citado 2 vezes nas páginas 50 y 57.
- COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. An equivalent circuit model of frequency selective surfaces embedded within dielectric layers. In: *Proc. IEEE Antennas and Propagation Society International Symposium*. [S.l.: s.n.], 2009. Citado na página 29.
- COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. An equivalent-circuit modeling of high impedance surfaces employing arbitrarily shaped fss. In: IEEE. *Electromagnetics in Advanced Applications, 2009. ICEAA'09. International Conference on*. [S.l.], 2009. p. 852–855. Citado na página 29.
- COSTA, F.; MONORCHIO, A.; MANARA, G. Analysis and design of ultra thin electromagnetic absorbers comprising resistively loaded high impedance surfaces. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 58, n. 5, p. 1551–1558, May 2010. ISSN 0018-926X. Citado na página 51.

CRNOJEVIC-BENGIN, V.; RADONIC, V.; JOKANOVIC, B. Complementary split ring resonators using square sierpinski fractal curves. In: *2006 European Microwave Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1333–1335. Citado na página 29.

CRNOJEVIC-BENGIN, V.; RADONIC, V.; JOKANOVIC, B. Fractal geometries of complementary split-ring resonators. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 56, n. 10, p. 2312–2321, 2008. Citado na página 29.

DAS, M. R. *Chipless RFID - The End Game / IDTechEx Research Article*. 2006. Disponível em: <http://www.idtechex.com/research/articles/chipless_rfid_the_end_game_00000435.asp>. Citado na página 23.

DINESH, R.; ANILA, P.; NIJAS, C.; SUMI, M.; MOHANAN, P. Open loop multi-resonator based chipless rfid tag. In: IEEE. *General Assembly and Scientific Symposium (URSI GASS), 2014 XXXIth URSI*. [S.l.], 2014. p. 1–4. Citado na página 27.

FALCONE, F.; LOPETEGI, T.; LASO, M.; BAENA, J.; BONACHE, J.; BERUETE, M.; MARQUÉS, R.; MARTÍN, F.; SOROLLA, M. Babinet principle applied to the design of metasurfaces and metamaterials. *Physical review letters*, APS, v. 93, n. 19, p. 197401, 2004. Citado na página 38.

FERESIDIS, A. P.; GOUSSETIS, G.; WANG, S.; VARDAXOGLU, J. C. Artificial magnetic conductor surfaces and their application to low-profile high-gain planar antennas. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 209–215, 2005. Citado na página 43.

FERESIDIS, A. P.; VARDAXOGLU, J. High gain planar antenna using optimised partially reflective surfaces. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, IET, v. 148, n. 6, p. 345–350, 2001. Citado na página 43.

FINK, D.; BEATY, H. *Standard Handbook for Electrical Engineers*. [S.l.]: McGraw-Hill, 1987. ISBN 9780070220058. Citado na página 77.

FINKENZELLER, K. Book tools. Wiley Online Library, 2003. Citado na página 23.

GENOVESI, S.; COSTA, F.; BORGESE, M.; DICANDIA, A. F.; MANARA, G.; TEDJINI, S.; PERRET, E. Enhanced chipless rfid tags for sensors design. In: IEEE. *Antennas and Propagation (APSURSI), 2016 IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2016. p. 1275–1276. Citado na página 31.

GOUSSETIS, G.; FERESIDIS, A. P.; VARDAXOGLU, J. C. Tailoring the amc and ebg characteristics of periodic metallic arrays printed on grounded dielectric substrate. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 54, n. 1, p. 82–89, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 40 y 41.

HAMDI, M.; GARET, F.; DUVILLARET, L.; MARTINEZ, P.; EYMIN-PETOT-TOURTOLLET, G. New approach for chipless and low cost identification tag in the thz frequency domain. In: IEEE. *RFID-Technologies and Applications (RFID-TA), 2012 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2012. p. 24–28. Citado na página 33.

HONG, J. *Microstrip Filters for RF / Microwave Applications*. Wiley, 2011. (Wiley Series in Microwave and Optical Engineering). ISBN 9781118002124. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=Z4sZCf97j_0C>. Citado na página 56.

- ISLAM, M. A.; KARMAKAR, N. Compact printable chipless rfid tags using polarization diversity. In: IEEE. *Microwave Conference (EuMC), 2012 42nd European*. [S.l.], 2012. p. 912–915. Citado na página 27.
- JALALY, I.; ROBERTSON, I. Rf barcodes using multiple frequency bands. *IEEE MTT-S Digest*, p. 4, 2005. Citado na página 24.
- JANG, H.-S.; LIM, W.-G.; OH, K.-S.; MOON, S.-M.; YU, J.-W. Design of low-cost chipless system using printable chipless tag with electromagnetic code. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 20, n. 11, p. 640–642, 2010. Citado na página 24.
- JOHNSON, G. L. Solid state tesla coil. <http://www.g3ynh.info/zdocs/refs/Tesla>, 2001. Citado na página 51.
- JOUBERT, J. Spiral microstrip resonators for narrow-stopband filters. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, IET, v. 150, n. 6, p. 493–496, 2003. Citado na página 25.
- KARMAKAR, N.; AMIN, E.; SAHA, J. *Chipless RFID Sensors*. Wiley, 2016. ISBN 9781118936009. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=zOIRCgAAQBAJ>>. Citado na página 30.
- KIRSCHNING, M.; JANSEN, R. H.; KOSTER, N. H. L. Measurement and computer-aided modeling of microstrip discontinuities by an improved resonator method. In: *Microwave Symposium Digest, 1983 IEEE MTT-S International*. [S.l.: s.n.], 1983. p. 495–497. ISSN 0149-645X. Citado na página 64.
- KUDSIA, C.; MANSOUR, R.; CAMERON, R. *Microwave Filters for Communication Systems*. [S.l.]: Wiley, 2015. ISBN 9781118274347. Citado na página 32.
- LEE, G.-A.; MEGAHEM, M.; FLAVIIS, F. D. Design and analysis of novel compact inductor resonator filter. In: IEEE. *Microwave Symposium Digest, 2002 IEEE MTT-S International*. [S.l.], 2002. v. 3, p. 1621–1624. Citado na página 25.
- LEE, Y.-T.; LIM, J.-S.; KIM, C.-S.; AHN, D.; NAM, S. A compact-size microstrip spiral resonator and its application to microwave oscillator. *IEEE Microwave and Wireless Components Letters*, IEEE, v. 12, n. 10, p. 375–377, 2002. Citado na página 25.
- LI, H. X.; HONG, W. J.; LI, S. F. A novel chipless rfid tag with multi-resonators based on frequency selective surface. In: TRANS TECH PUBL. *Applied Mechanics and Materials*. [S.l.], 2014. v. 457, p. 1241–1244. Citado na página 28.
- LIMA, A. d. C.; PARKER, E. A. Fabry-perot approach to the design of double layer fss. *IEE Proceedings-Microwaves, Antennas and Propagation*, IET, v. 143, n. 2, p. 157–162, 1996. Citado na página 43.
- LUUKKONEN, O.; SIMOVSKI, C.; GRANET, G.; GOUSSETIS, G.; LIOUBTCHENKO, D.; RAISANEN, A. V.; TRETYAKOV, S. A. Simple and accurate analytical model of planar grids and high-impedance surfaces comprising metal strips or patches. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1624–1632, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 45 y 46.

MACI, S.; CAIAZZO, M.; CUCINI, A.; CASALETITI, M. A pole-zero matching method for ebg surfaces composed of a dipole fss printed on a grounded dielectric slab. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 70–81, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 40 y 41.

MACKAY, A.; SANZ-IZQUIERDO, B.; PARKER, E. A. Evolution of frequency selective surfaces. *FERMAT*, v. 2, n. 008, p. 1–7, March 2014. Disponível em: <<http://kar.kent.ac.uk/43192/>>. Citado na página 36.

MUNK, B. *Frequency Selective Surfaces: Theory and Design*. [S.l.]: Wiley, 2000. ISBN 9780471370475. Citado 7 vezes nas páginas x, 28, 36, 37, 38, 39 y 40.

OLINER, A. A. Periodic structures and photonic-band-gap terminology: Historical perspectives. In: IEEE. *Microwave Conference, 1999. 29th European*. [S.l.], 1999. v. 3, p. 295–298. Citado na página 36.

PERRET, E. *Radio Frequency Identification and Sensors: From RFID to Chipless RFID*. Wiley, 2014. (Networks and telecommunications series). ISBN 9781848217669. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=A77eBQAAQBAJ>>. Citado na página 31.

PERRET, E.; HAMDI, M.; TOURTOLLET, G. E. P.; NAIR, R.; GARET, F.; DELATTRE, A.; VENA, A.; DUVILLARET, L.; MARTINEZ, P.; TEDJINI, S. *et al.* Thid, the next step of chipless rfid. In: IEEE. *RFID (RFID), 2013 IEEE International Conference on*. [S.l.], 2013. p. 261–268. Citado na página 33.

PERRET, E.; TEDJINI, S.; FONGALLAND, G. Trends in the design of rfid tags. In: IEEE. *Microwave & Optoelectronics Conference (IMOC), 2011 SBMO/IEEE MTT-S International*. [S.l.], 2011. p. 1–3. Citado na página 33.

PLESSKY, V. P.; REINDL, L. M. Review on saw rfid tags. *IEEE transactions on ultrasonics, ferroelectrics, and frequency control*, IEEE, v. 57, n. 3, p. 654–668, 2010. Citado na página 23.

POZAR, D. M. *Microwave engineering*. [S.l.]: Addison-Wesley, 1993. Citado 2 vezes nas páginas 40 y 41.

PRERADOVIC, S.; BALBIN, I.; KARMAKAR, N. C.; SWIEGERS, G. F. Multiresonator-based chipless rfid system for low-cost item tracking. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 57, n. 5, p. 1411–1419, 2009. Citado 3 vezes nas páginas x, 25 y 26.

PRERADOVIC, S.; KARMAKAR, N. 4 th generation multiresonator-based chipless rfid tag utilizing spiral ebgs. In: IEEE. *Microwave Conference (EuMC), 2010 European*. [S.l.], 2010. p. 1746–1749. Citado 2 vezes nas páginas x y 27.

PRERADOVIC, S.; KARMAKAR, N. Chipless rfid tag with integrated sensor. In: IEEE. *Sensors, 2010 IEEE*. [S.l.], 2010. p. 1277–1281. Citado na página 31.

PRERADOVIC, S.; KARMAKAR, N. *Multiresonator-Based Chipless RFID: Barcode of the Future*. Springer New York, 2011. ISBN 9781461420941. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=5gdkXVDOtm4C>>. Citado 3 vezes nas páginas x, 23 y 24.

- PUENTE-BALIARDA, C.; ROMEU, J.; POUS, R.; CARDAMA, A. On the behavior of the sierpinski multiband fractal antenna. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 46, n. 4, p. 517–524, Apr 1998. ISSN 0018-926X. Citado na página 29.
- RIDA, A.; YANG, L.; TENTZERIS, M. M. *RFID-enabled sensor design and applications*. [S.l.]: Artech House, 2010. Citado 3 vezes nas páginas x, 20 y 22.
- ROBERT, J. R.; SOLER, J. Generalized sierpinski fractal multiband antennas. IEEE-INST ELECTRICAL ELECTRONICS ENGINEERS INC, 2001. Citado na página 29.
- RODRÍGUEZ, L. de la T.; ROGER, L. B.; FILHO, J. P.; IANO, Y.; FIGUEROA, H. H.; SANCHEZ-SORIANO, M. A.; ALVES, A. Predicting the effect of variations in ambient temperature and operating power on the response of a microwave filter. In: IEEE. *Antennas & Propagation Conference (LAPC), 2016 Loughborough*. [S.l.], 2016. p. 1–5. Citado na página 79.
- ROMEU, J.; RAHMAT-SAMII, Y. Fractal fss: a novel dual-band frequency selective surface. *IEEE Transactions on Antennas and Propagation*, v. 48, n. 7, p. 1097–1105, Jul 2000. ISSN 0018-926X. Citado na página 29.
- ROZENBERG, G.; SALOMAA, A. *Lindenmayer Systems: Impacts on Theoretical Computer Science, Computer Graphics, and Developmental Biology*. [S.l.]: Springer Berlin Heidelberg, 1992. ISBN 9783540553205. Citado na página 61.
- SABBAGH, M. E. Electromagnetic-thermal analysis study based on hfss-ansys link. *Electrical Engineering and Computer Science Technical Reports*, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 32, 79 y 80.
- SÁNCHEZ-SORIANO, M. A.; EDWARDS, M.; QUERÉ, Y.; ANDERSSON, D.; CADIOU, S.; QUENDO, C. Mutiphysics study of rf/microwave planar devices: Effect of the input signal power. In: *Thermal, mechanical and multi-physics simulation and experiments in microelectronics and microsystems (eurosime), 2014 15th international conference on*. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7. Citado na página 32.
- SÁNCHEZ-SORIANO, M. A.; QUERÉ, Y.; SAUX, V. L.; QUENDO, C.; CADIOU, S. Average power handling capability of microstrip passive circuits considering metal housing and environment conditions. *IEEE Transactions on Components, Packaging and Manufacturing Technology*, v. 4, n. 10, p. 1624–1633, Oct 2014. ISSN 2156-3950. Citado na página 32.
- SHAO, B.; CHEN, Q.; LIU, R.; ZHENG, L.-R. Design of fully printable and configurable chipless rfid tag on flexible substrate. *Microwave and Optical Technology Letters*, Wiley Online Library, v. 54, n. 1, p. 226–230, 2012. Citado na página 24.
- SHEN, X.; CUI, T. J.; ZHAO, J.; MA, H. F.; JIANG, W. X.; LI, H. Polarization-independent wide-angle triple-band metamaterial absorber. *Optics express*, Optical Society of America, v. 19, n. 10, p. 9401–9407, 2011. Citado na página 48.
- SICAMEX. *RFID*. 2015. Disponível em: <http://sicamex.mx/?page_id=22>. Citado 2 vezes nas páginas x y 22.

- SIEVENPIPER, D.; ZHANG, L.; BROAS, R. F.; ALEXOPOLOUS, N. G.; YABLONOVITCH, E. High-impedance electromagnetic surfaces with a forbidden frequency band. *IEEE Transactions on Microwave Theory and techniques*, IEEE, v. 47, n. 11, p. 2059–2074, 1999. Citado na página 40.
- TEDJINI, S.; PERRET, E.; DEEPU, V.; BERNIER, M.; GARET, F.; DUVILLARET, L. Chipless tags for rf and thz identification. In: IEEE. *Proceedings of the Fourth European Conference on Antennas and Propagation*. [S.l.], 2010. p. 1–5. Citado na página 33.
- TRETYAKOV, S. *Analytical Modeling in Applied Electromagnetics*. Artech House, 2003. (Artech House electromagnetic analysis series). ISBN 9781580533676. Disponível em: <<https://books.google.com.br/books?id=MZ3tpGtadhC>>. Citado 4 vezes nas páginas 41, 45, 46 y 47.
- ULRICH, R. Far-infrared properties of metallic mesh and its complementary structure. *Infrared Physics*, Elsevier, v. 7, n. 1, p. 37–55, 1967. Citado na página 39.
- VENA, A.; PERRET, E.; KADDOUR, D.; BARON, T. Toward a reliable chipless rfid humidity sensor tag based on silicon nanowires. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 64, n. 9, p. 2977–2985, 2016. Citado na página 31.
- VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S. Chipless rfid tag using hybrid coding technique. *IEEE Transactions on Microwave Theory and Techniques*, IEEE, v. 59, n. 12, p. 3356–3364, 2011. Citado na página 24.
- VENA, A.; PERRET, E.; TEDJINI, S. A fully printable chipless rfid tag with detuning correction technique. *IEEE Microwave and wireless components letters*, IEEE, v. 22, n. 4, p. 209–211, 2012. Citado na página 24.
- YABLONOVITCH, E. Inhibited spontaneous emission in solid-state physics and electronics. *Phys. Rev. Lett.*, American Physical Society, v. 58, p. 2059–2062, May 1987. Disponível em: <<http://link.aps.org/doi/10.1103/PhysRevLett.58.2059>>. Citado na página 36.
- ZENG, H.-y.; WANG, G.-m.; LIANG, J.-g.; GAO, X.-j. Complementary split ring resonators using equilateral triangular koch fractal curves. In: IEEE. *Microwave, Antenna, Propagation and EMC Technologies for Wireless Communications, 2009 3rd IEEE International Symposium on*. [S.l.], 2009. p. 911–913. Citado na página 29.

Anexos

Anexo I: Publicaciones

Publicaciones en revistas

1. **L.M. De la Torre Rodríguez**, L.L. Bravo Roger, Jordi Romeu Robert, Sebastian Blanch, H.E. Hernández-Figueroa, Yuzo Iano; ***Proposal of a Loop Type FSS Element to Reduce Area and Improve the Tuning Adjustment.*** En fase de análisis en la revista ***IEEE Antennas and Wireless Propagation Letters*** (Qualis A1 de CAPES).
2. Euclides Loureno Chuma, **L.M. De la Torre Rodríguez**, Yuzo Iano, L.L. Bravo Roger, Miguel Angel Sanchez Soriano; ***A Compact Rectenna with the Conversion Energy Circuit Integrated.*** En fase de análisis en la revista ***IET Microwaves, Antennas and Propagation*** (Qualis A2 de CAPES).

Publicaciones en conferencias

1. **L.M. De la Torre Rodríguez**, L.L. Bravo Roger, Jose Pissolato Filho, Yuzo Iano, H.E. Hernández-Figueroa, Miguel Angel Sanchez Soriano, A.A.C. Alves; ***Predicting the effect of variations in ambient temperature and operating power on the response of a microwave filter. Loughborough Antennas and Propagation Conference (LAPC)***, November 2016, Loughborough, UK.
2. Euclides Loureno Chuma, **L.M. De la Torre Rodríguez**, Yuzo Iano, L.L. Bravo Roger, Miguel Angel Sanchez Soriano; ***A Compact Fractal Structure Based Rectenna with the Rectifier Circuit Integrated.*** En fase de análisis para el congreso ***IEEE International Symposium on Antennas and Propagation and USNC-URSI National Radio Science Meeting***, July 2017, San Diego, EUA.